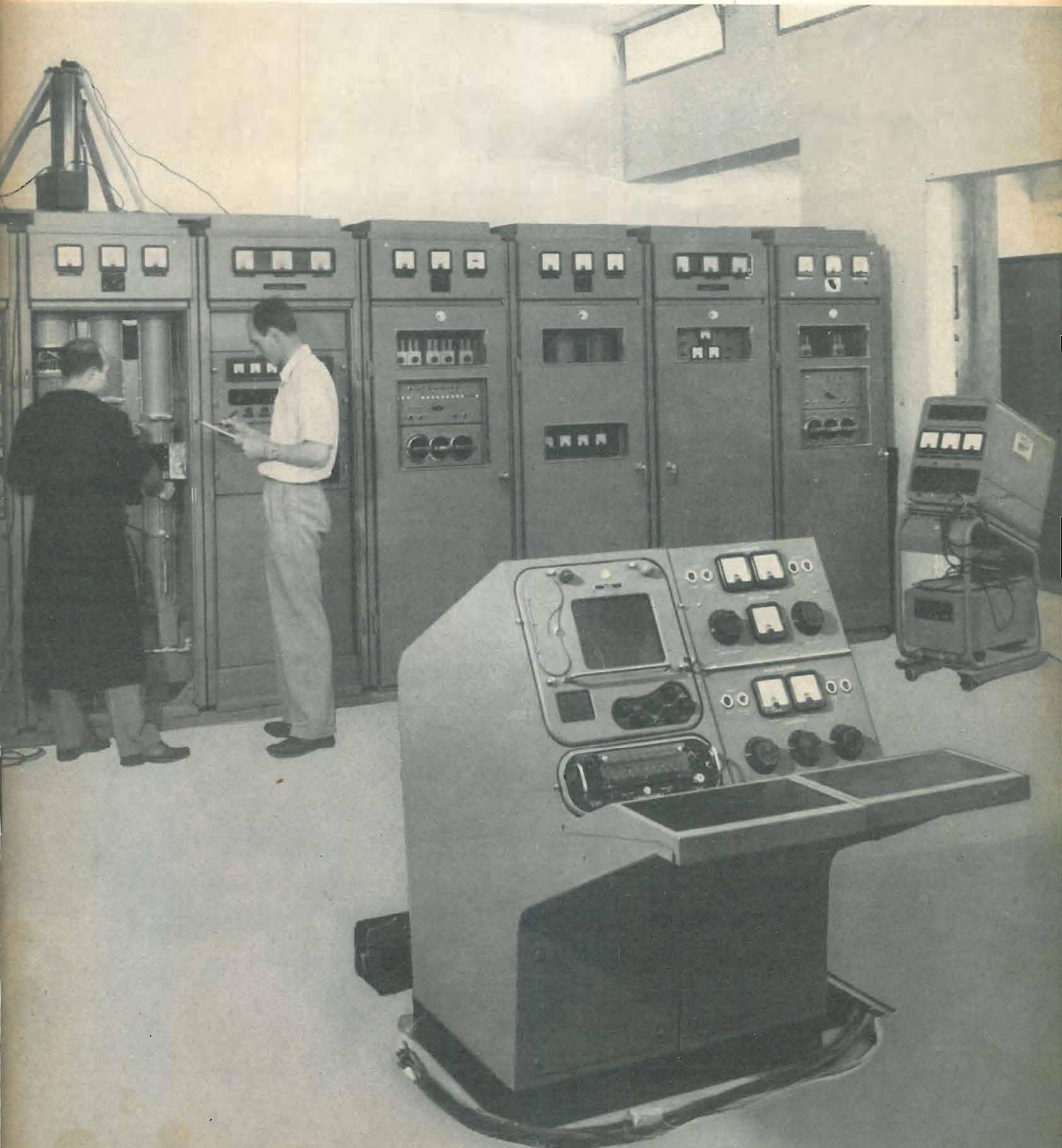
ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO II - SETTEMBRE-OTTOBRE 1953 - NUMERO 5 - L. 300

LABORATORIO RADIOTECNICO

DI E. ACERBE

VIA MASSENA, 42-44

TELEFONO 42.234

TELEVISORI DELLE MIGLIORI MARCHE NAZIONALI ED ESTERE

GELOSO ✶ UNDA RADIO ✶ SART ✶ PHILMORE

MANUTENZIONE E ASSISTENZA
GARANTITA DA UN MODERNO
LABORATORIO DI RIPARAZIONE
ADIBITO ALLA SOLA TELEVISIONE

CAMBIADISCHI E GIRADISCHI AUTOMATICI E NORMALI

A DUE E TRE VELOCITÀ

W. M. TRI-O-MATIC ✶ STAAR ✶ BSR ✶ PHILIPS

INCISORI A NASTRO E FILO

REVERE ✶ WEBSTER ✶ GELOSO

IL MEGLIO NELLE NOVITÀ TECNICHE

STAMPATO NELLO STABILIMENTO ILTE - INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - TORINO - CORSO BRAMANTE, 20 (6545)

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 52.309
ROMA - VIA DEL TRITONE 201 - TEL. 61.709
NAPOLI - VIA MEDINA 61 - TEL. 23.279

MILANO — **PIAZZA TRENTO 8** — TELEFONI 52.051 52.053 52.052 52.020 — TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

Ci è grato informare la ns. Spett. Clientela che abbiamo ripreso l'importazione dei prodotti delle Case sottoindicate, per parecchi dei quali teniamo già largo deposito a Milano.

Pila campione Weston

Wattmetro elettrodinamico portatile di precisione Weston

Oscillografo Du Mont

Milliamperometro Weston a coppia termoelettrica

Tester 20.000 ohm/volt Weston

WESTON

Strumenti di alta precisione per laboratorio - Voltmetri, amperometri, wattmetri - Pile campione - Strumenti portatili - Voltmetri, amperometri, wattmetri normali e per basso fattore di potenza, galvanometri, microamperometri, ohmmetri, microfaradmetri - Trasformatori di corrente e di tensione per strumenti.

Strumenti per riparatori radio e televisione - Analizzatori ad alta sensibilità - Analizzatori elettronici - Voltmetri a valvola - Ohmmetri - Provavalvole - Strumenti da pannello e da quadro - Amperometri, voltmetri, wattmetri, microamperometri, microfaradmetri, indicatori di livello per radio e per telefonia - Derivatori e moltiplicatori.

Cellule fotoelettriche al selenio di vario tipo per varie applicazioni - Relé a cellula fotoelettrica - Luxmetri - Esposimetri per fotografia e cinematografia - Analizzatori fotografici - Densitometri - Integratori di luce - Dispositivi a cellula fotoelettrica per applicazioni industriali.

Strumenti speciali - Analizzatori industriali - Amperometri a tenaglia - Strumenti per misure di elettrolisi - Strumenti per indicazione della temperatura - Densimetri - Indicatori di umidità - Termometri da laboratorio ed industriali - Tachimetri elettrici in continua ed alternata - Strumenti per aviazione - Indicatori di temperatura, quota e direzione - Strumenti regolatori e registratori automatici di pressione e temperatura.

GENERAL RADIO COMPANY

Strumenti per laboratori radioelettrici - Ponti per misure d'impedenza a basse, medie ed alte frequenze - Amplificatori - Oscillatori a bassa distorsione per alte ed altissime frequenze - Frequenzimetri - Analizzatori d'onda - Campioni primari e secondari di frequenza - Megaohmmetri - Resistenze, condensatori, induttanze campione, singole ed a cassette - Voltmetri a valvola - Misuratori d'uscita - Generatori di segnali campione.

Elementi coassiali per misure a frequenze ultra elevate - Linee fessurate - Rivelatori - Attenuatori - Indicatori bolometrici e voltmetrici - Indicatori di onde stazionarie e del coefficiente di riflessione - Generatori a frequenze ultra elevate.

Strumenti per stazioni trasmittenti AM, FM e televisive - Monitori di modulazione - Indicatori di distorsione e di rumore di fondo - Indicatori di spostamento di frequenza - Frequenzimetri - Oscillatori campione.

Strumenti per applicazioni industriali - Misuratori portatili del livello dei suoni - Analizzatori dei suoni - Misuratori di vibrazioni - Trasduttori piezoelettrici e dinamici - Stroboscopi per applicazioni normali e speciali - Polariscopi.

ALLEN B. DU MONT

Oscillografi per riparatori radio e televisione - Oscillografi d'applicazione generale - Oscillografi a raggio semplice e doppio ad elevata sensibilità per alternata e continua ed ad ampia banda passante - Oscillografi per applicazioni speciali (fenomeni transienti e ricorrenti ultra-rapidi, per analisi segnali televisivi, per studi di impulsi di breve durata, per prove ad impulso ad alta tensione, per studi su apparecchiature meccaniche).

Tubi oscillografici a deflessione elettrostatica a persistenza lunga, media e breve con diametro di 3" e 5" a raggio singolo e doppio a bassi, medi ed alti potenziali post-acceleratívi, per oscillografi.

Macchine fotografiche e cinematografiche per oscillografi - Macchine speciali per fenomeni ultra-rapidi e per stampa immediata - Commutatori elettronici - Calibratori di tensione per oscillografi - Scale calibrate - Filtri cromatici - Schermi magnetici - Sonde per alta frequenza - Lenti per proiezione - Accessori.

Voltmetro Weston di precisione

Ponte RCL General Radio

Macchina cinematografica Du Mont per oscillografi

Prova circuiti Weston

Amperometro Weston

LABORATORIO DI RIPARAZIONI E TARATURE

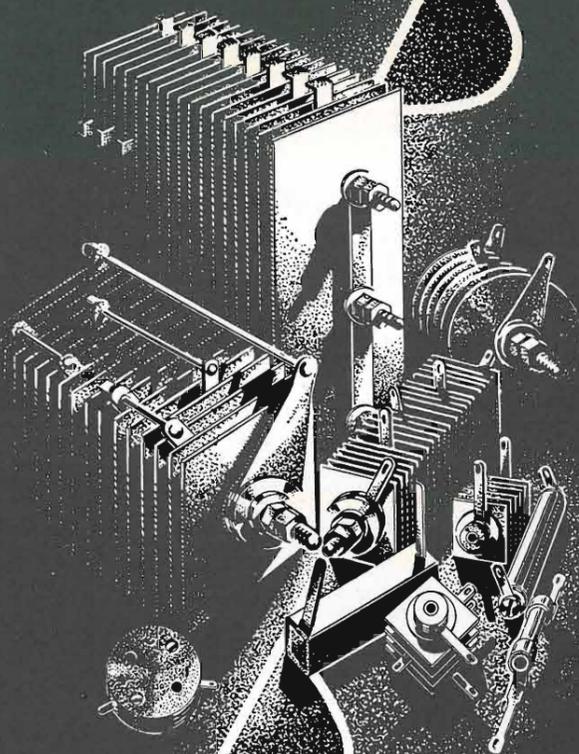
Voltmetro a valvola General Radio

Analizzatore elettronico Weston

Generatore segnali campione General Radio

Galvanometro Weston

Variatori di tensione «Variac» (Licenza General Radio)

ELEMENTI AL SELENIO PER QUALSIASI APPLICAZIONE
GRUPPI RADDRIZZANTI PER:
GALVANOPLASTICA E CARICA BATTERIE
ALIMENTATORI TELEFONICI
" ARCHI CINEMA
" PIANI MAGNETICI
RADDRIZZATORI RADIO
" A PICCOLA SUPERFICIE
" ALL'OSSIDO DI RAME PER STRUMENTI DI MISURA
DIODI AL GERMANIUM E AL SILICIO
MODULATORI AD ANELLO AL GERMANIUM E ALL'OSSIDO DI RAME
SELENE
RADDRIZZATORI AL SELENIO
MILANO VIA F. CAVALLOTTI N° 14 TEL. 79-31-55

ELETTRONICA

Televisione Italiana

SETTEMBRE
OTTOBRE 1953

DA PAGINA 221
A PAGINA 268

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Il trasmettitore televisivo di Roma, di costruzione Marconi, alla fine dei lavori di montaggio. Il 3 ottobre l'impianto ha cominciato le prove tecniche di trasmissione.

Sommario:

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA" COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)
ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

NUOVO RADIATORE LEGGERO PER TUBI ELETTRONICI AD ANODO ESTERNO

DOTT. ING. GIULIO PASQUALIGO
della F.I.V.R.E., Firenze

PROF. ING. RINALDO SARTORI
dell'Università di Genova

SOMMARIO - Si esamina genericamente il problema del raffreddamento ad aria forzata dei tubi elettronici trasmittenti e si descrive un nuovo radiatore ad alette triangolari estremamente leggero ed efficiente. Un esame dettagliato del problema tecnico consente di precisare le limitazioni insite nei radiatori precedentemente in uso e di individuare quantitativamente criteri di dimensionamento e caratteristiche di funzionamento del nuovo radiatore.

1. Introduzione.

La potenza dissipata in un tubo elettronico, risultante dalla somma delle potenze dissipate singolarmente sull'anodo, sulle griglie e per il riscaldamento del catodo, può essere smaltita per irraggiamento naturale, senza che le temperature superino i limiti, oltre i quali viene compromesso il funzionamento del tubo per liberazione di gas all'interno dell'involucro, soltanto finchè si mantiene inferiore a qualche chilowatt. Per potenze elevate, essendo le dimensioni degli elettrodi imposte dalle caratteristiche elettriche (tensioni e correnti di lavoro, capacità interelettrodiche, conduttanza mutua, coefficiente di amplificazione, e via dicendo), l'area delle superfici irraggianti risulta insufficiente a smaltire il calore prodotto e si deve ricorrere al raffreddamento forzato. Questo si realizza mediante le costruzioni così dette ad anodo esterno, nelle quali l'anodo costituisce una parte dell'involucro ed è lambito sulla superficie esterna da un fluido refrigerante, che può essere aria, acqua o vapore d'acqua, al quale si imprime, mediante un ventilatore o una pompa, un movimento di circolazione forzata.

Il raffreddamento a ventilazione richiede grande estensione della superficie disperdente e quindi l'uso di radiatori ad alette, il tipo più semplice dei quali è quello ad alette longitudinali, di cui è data una rappresentazione schematica in figura 1. Un tale radiatore è costituito da un manicotto cilindrico, all'interno del quale è saldato l'anodo, munito all'esterno di alette longitudinali di forma grossolanamente rettangolare, disposte secondo piani radiali passanti per l'asse del tubo e lunghe circa quanto l'anodo stesso. Un ventilatore e un convogliatore (che può essere anche una semplice manica di tela) portano l'aria di raffreddamento a lambire il radiatore dal basso all'alto, seguendo i canali di ventilazione delimitati dalle alette. All'uscita dal radiatore l'aria, che, come si vedrà, non può essere eccessivamente calda, può ancora essere usata per un efficace raffreddamento del bulbo di vetro e dei terminali del filamento e degli altri elettrodi (il terminale dell'anodo è fissato sul radiatore). Le alette possono essere stampate e successivamente saldate sul manicotto, oppure ricavate da quest'ultimo per fresatura dei canali; in generale sono di rame, ma possono essere anche di alluminio o altro materiale. La saldatura tra anodo e manicotto deve assicurare le migliori condizioni di trasmissione del calore dal primo al secondo.

Questi radiatori risultano ingombranti e costosi: il peso del solo radiatore è dell'ordine di 4 o 5 volte quello del tubo nudo e il diametro del radiatore è dell'ordine di 3 volte quello dell'anodo. In tali condizioni, accanto all'inconveniente del costo elevato della grande massa di rame, l'aumento della capacità verso massa, determinato dall'aggiunta del radiatore, riduce il limite superiore della frequenza di lavoro.

Nonostante gli inconvenienti segnalati, i radiatori ad alette longitudinali sono usati anche in casi in cui il raffreddamento ad aria non rappresenta l'unica soluzione possibile (per esempio per mancanza di acqua), perchè questo tipo di raffreddamento presenta, in confronto al raffreddamento ad acqua o a vapore, vantaggi tali da superare in qualche caso gli inconvenienti. Infatti il raffreddamento ad aria richiede impianto e manutenzione più semplici e, se si eccettua il costo del radiatore, meno costosi, è più semplice e meno costoso nell'esercizio, consente di regolare la potenza smaltita con maggior semplicità ed elasticità, realizza distribuzione di temperatura sull'anodo più uniforme.

Per questo, mentre crescono le potenze delle singole unità sotto la spinta del progresso e mentre il diffondersi delle applicazioni industriali rende sempre più impegnativa la richiesta di semplicità ed economia di impianto ed esercizio, il problema dei radiatori per il raffreddamento forzato ad aria è stato ripreso e risolto in vari modi con la realizzazione di radiatori leggeri e di ingombro trascurabile, con i quali l'aumento di capacità è praticamente confrontabile con quello che si verifica per l'aggiunta della camicia d'acqua o di vapore. Con questi radiatori sono diventati completamente sfruttabili i vantaggi propri al sistema di raffreddamento a ventilazione forzata.

Fig. 1. — Schema di radiatore ad alette longitudinali. Le frecce indicano il percorso dell'aria refrigerante.
A: anodo; B: manicotto di rame; C: alette.

Tuttavia l'uso dei radiatori leggeri non si è diffuso così largamente e così rapidamente come si poteva ragionevolmente prevedere all'atto della loro prima segnalazione. Ciò può essere dovuto in parte a resistenza dei tecnici dell'esercizio ad abbandonare metodi sanzionati da lunga esperienza; ma tale resistenza è anche giustificata dalla diffidenza che hanno ispirato le nuove costruzioni, risultate non del tutto soddisfacenti, soprattutto dal punto di vista della semplicità e della razionalità. Perciò si è ritenuto conveniente ricercare una nuova soluzione, che fosse caratterizzata da semplicità costruttiva e razionalità funzionale. Ne è venuto un tipo di radiatore leggero, che ha superato brillantemente le prove di collaudo e di esercizio e che assomma tutti i vantaggi di quelli precedentemente proposti, senza presentare gli inconvenienti lamentati [1].

2. Il radiatore ad alette triangolari.

Il concetto seguito nella realizzazione del nuovo radiatore, illustrato in figura 2, prende le mosse dalla innovazione fondamentale di usare alette aventi la forma di un triangolo rettangolo isoscele. Le alette sono tra loro parallele e disposte perpendicolarmente alla superficie della parete calda, alla quale aderiscono in corrispondenza della base del triangolo isoscele. In ogni aletta è praticata una serie di fori passanti, allineati lungo la base del triangolo, e i canali di ventilazione, tra le alette adiacenti, sono alternativamente chiusi lungo l'uno o l'altro cateto dei triangoli rettangoli. L'area complessiva dei fori passanti è uguale o superiore all'area delle bocche d'entrata, pari, quest'ultima, al prodotto della lunghezza dei cateti dei triangoli per l'altezza dei canali di ventilazione (distanza tra le superfici affacciate di due alette adiacenti).

[1] Si tratta di un radiatore realizzato dalla FIVRE e protetto da brevetti concessi o in corso, in vari paesi.

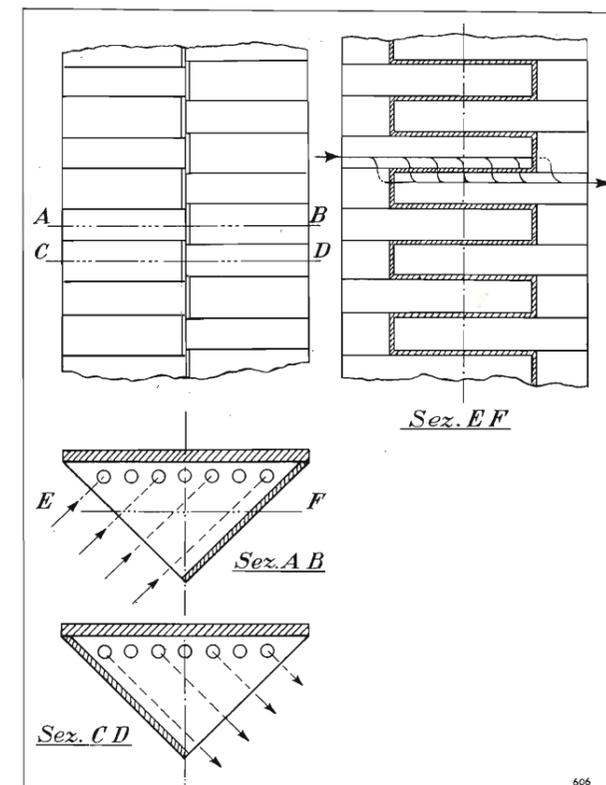



Fig. 2. — Schema del radiatore ad alette triangolari applicato a una parete piana.

L'aria viene spinta contro le aperture, che si trovano allineate da una stessa parte, in direzione inclinata di 45° rispetto alla superficie della parete calda; quindi entra nei canali di ventilazione perpendicolarmente a un cateto, lambendo tangenzialmente le superfici affacciate delle alette e la parete di chiusura lungo l'altro cateto. Giunta contro la parete calda, la stessa aria passa, attraverso i fori, per metà nel canale immediatamente sovrastante e per l'altra metà in quello immediatamente sottostante, subisce una deviazione di 90° ed esce dalle aperture che si trovano allineate dalla parte opposta a quelle di entrata, dopo aver lambito tangenzialmente, con movimento perpendicolare a quello che aveva prima della deviazione, le altre superfici delle alette e la parete di chiusura situata dalla parte dei cateti di ingresso.

La razionalità di questa soluzione viene messa in risalto nel modo migliore se si osserva che i filetti fluidi hanno tutti la stessa lunghezza, così che la colonna d'aria viene sfruttata ugualmente in tutti i punti della sua sezione e risulta praticamente omogenea. Infatti se le alette fossero isoterme, l'aria si riscalderebbe in modo perfettamente omogeneo, essendo le superfici isoterme dell'aria sempre perpendicolari alla velocità di questa (parallele al cateto di entrata prima del passaggio dai fori, e a quello di uscita dopo tale passaggio). Con alette non isoterme, l'aria, che lambisce prima dei fori le zone più calde, viene a lambire, dopo, quelle più fredde e viceversa, trovandosi all'uscita termicamente omogenea.

Le alette triangolari possono, in teoria, essere saldate a un anodo cilindrico, disponendole secondo piani passanti per l'asse; ma in tal modo i canali di ventilazione si allargano verso il vertice delle alette e l'adduzione dell'aria richiede costruzioni complesse. Nella realizzazione costruttiva si è perciò preferito disporre le alette trasversalmente all'asse dell'anodo, come è indicato nello schema di figura 3. In sostanza si sono disposte quattro alette intorno a un cerchio, ottenendo così una figura quadrata; ogni gruppo piano di quattro alette può essere ricavato da un foglio quadrato, nel quale vengono praticati, per esempio con un'unica operazione di punzonatura, il foro centrale per il passaggio dell'anodo e le quattro file di fori per il passaggio dell'aria. Una pila di tali gruppi quadrati costituisce il radiatore, che ha forma di prisma quadrato; la chiusura dei canali si fa alternativamente su una coppia di facce opposte del prisma e sull'altra.

La realizzazione costruttiva delle alette quadruple è illustrata in figura 4, in cui sono visibili quattro intagli praticati per evitare deformazioni dovute a inevitabili disuniformità di temperatura. Il montaggio viene eseguito sovrapponendo alternativamente un'aletta quadrupla di rame e un anello distan-

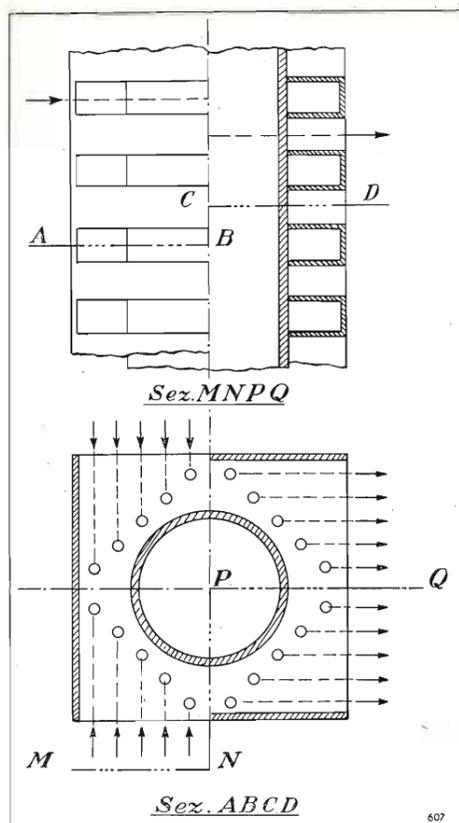



Fig. 3. — Schema di realizzazione del radiatore ad alette triangolari.

ziatore pure di rame. Le alette vengono poi aggraffate a due a due alternativamente su una coppia e sull'altra di bordi opposti, come è visibile nelle figure 5 e 6. Infine il tutto viene stretto con quattro tiranti, visibili in sezione nella figura 4, tra due piastre terminali di bronzo fuso.

L'insieme, come si è detto, assume la forma di un prisma quadrato con un largo foro centrale, nel quale si infila l'anodo e si cola successivamente una lega saldante (a base di cadmio), che assicura la facile trasmissione del calore alle alette. Generalmente i fori di passaggio di un'aletta sono sfalsati rispetto a quelli delle alette adiacenti.

Le figure 7, 8 e 9 mostrano tre tipi di costruzioni complete.

L'adduzione dell'aria al radiatore si effettua creando due correnti di aria fredda che investono, in senso contrario, due facce opposte del radiatore stesso ed escono, pure in senso contrario, dalle altre due facce. Ciò si ottiene ad esempio mediante un convogliatore a quattro settori, come quello indicato schematicamente in figura 10, il quale delimita due correnti ascendenti di aria fredda e due correnti (discendenti o ascendenti) di aria calda. Con questo tipo di convogliatore si può usare tanto un ventilatore premente, attraverso cui passa l'aria fredda, quanto un aspiratore, attraverso cui passa l'aria calda (il maggior consumo di potenza, che si verifica in quest'ultimo caso è irrilevante, data l'esiguità della potenza che, come si vedrà, è necessaria al ventilatore); inoltre l'aria fredda può essere prelevata lontano dal pannello, in cui è installato il tubo, e l'aria calda può essere riversata nel luogo più favorevole.

È anche possibile usare un convogliatore cilindrico, del tipo di quelli adoperati con i radiatori ad alette longitudinali, unitamente a un adattatore (fig. 11) che mette una coppia di facce opposte del radiatore in comunicazione con l'interno del cilindro e l'altra coppia di facce in comunicazione con l'esterno. In questo caso perchè l'aria calda, uscente a temperatura piuttosto elevata, non danneggi il pannello è utile l'applicazione di un deflettore, che diriga in modo conveniente (generalmente verso l'alto) l'aria esuberante.

Il miglior modo di usare il radiatore in oggetto si ottiene applicando il solo adattatore e aspirando l'aria (fig. 12). Cioè l'aria viene aspirata dai due condotti di uscita ed entra dall'ambiente direttamente nel radiatore. Si realizzano così altri vantaggi: aspirando l'aria direttamente dall'ambiente, si mantiene ventilato anche il pannello, il quale non viene riscaldato dall'aria uscente dal radiatore; qualora sia necessario filtrare l'aria, il filtro può essere applicato direttamente al tetto del pannello, risultando anche di dimensioni ridotte; l'aria aspirata, dopo essere passata per il ventilatore, può essere scaricata in vario modo, all'esterno o in un ambiente da riscaldare, oppure può essere utilizzata per un razionale ricupero del calore, mediante scambiatori in cui quasi tutto il calore può essere ceduto ad acqua a 100°C o a vapore a 120°C.

3. Dimensionamento dei radiatori ad alette longitudinali.

Riservandoci di ritornare più avanti sui risultati pratici di esercizio, i vantaggi realizzati con l'adozione del radiatore ad alette triangolari sono ampiamente documentati dalle seguenti cifre: il triodo 893B (massima dissipazione anodica: 20 kW; potenza di accensione: 3,66 kW) completo di radiatore ad alette longitudinali pesa 104 kg, mentre col nuovo radiatore pesa soltanto 15 kg; il triodo 895 (massima dissipazione anodica: 20 kW; potenza di accensione: 4,5 kW) completo di radiatore pesa nel primo caso 102 kg e nel secondo 22 kg. La riduzione di peso è talmente vistosa da giustificare un certo scetticismo da parte di chi non abbia molta familiarità con i problemi di trasmissione del calore; in vista di ciò e del fatto che tali problemi non si presentano frequentemente agli utenti dei tubi elettronici, si ritiene utile e interessante riportare le linee essenziali dei

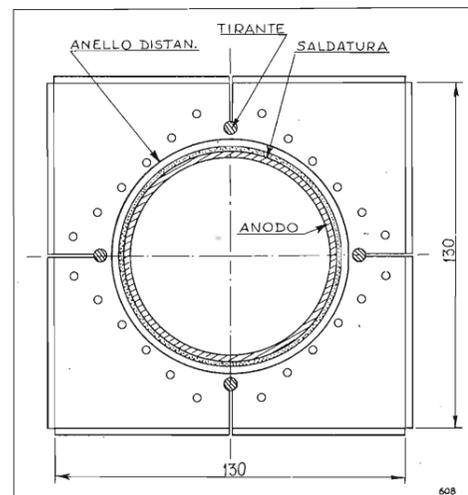



Fig. 4. — Realizzazione costruttiva del radiatore ad alette triangolari (sezione perpendicolare all'asse).

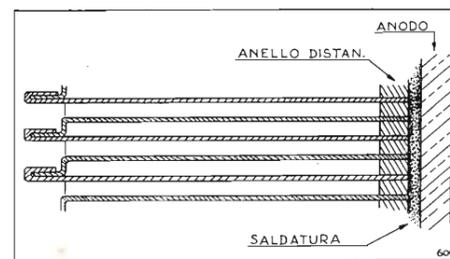



Fig. 5. — Realizzazione costruttiva del radiatore ad alette triangolari (sezione per l'asse).

ragionamenti e dei calcoli, che possono condurre a un razionale dimensionamento dei radiatori ad alette, cominciando con il radiatore classico ad alette longitudinali.

Se si esamina il comportamento del radiatore senza tener conto del riscaldamento dell'aria, cioè ammettendo il fluido refrigerante omogeneo e isotermo, non è difficile rendersi conto qualitativamente che è possibile ridurre a piacere il peso dell'alettatura. Infatti all'ingrosso la potenza smaltita da un'aletta è proporzionale all'area A della superficie di questa, mentre il peso è proporzionale al volume As, in cui s è lo spessore dell'aletta. Se allora si confrontano tra loro radiatori in cui lo spessore s conserva un rapporto costante con la larghezza t dei canali tra le alette, si trova che due alette di spessore $s/2$ occupano sulla superficie calda un'area uguale a quella occupata da una sola aletta di spessore s, mentre, per totalizzare la stessa area disperdente, ognuna delle due alette deve avere area $A/2$; ma il volume delle due alette, di spessore $s/2$ e area $A/2$, è $As/2$, cioè la metà di quello della aletta equivalente di spessore s e area A. Pertanto il volume, e con esso il peso, dell'alettatura può essere ridotto a valori bassissimi usando alette sottili, fitte e di piccola estensione radiale, trovando un limite unicamente nelle difficoltà tecnologiche, che impediscono di adoperare alette eccessivamente sottili.

In realtà le cose non sono così semplici, ma sono anche più favorevoli, perchè riducendo lo spessore delle alette si riduce il volume e si aumenta la potenza smaltita. Infatti, se $\Delta\vartheta$ è il salto termico tra la massima temperatura alla base delle alette e la temperatura dell'aria, indicando con h l'adduttanza termica tra la superficie delle alette e l'aria e ricordando che la dispersione del calore ha luogo sulle due facce di ogni aletta, la potenza smaltita da un'aletta assume l'espressione:

$$2hA\ f(\xi)\ \Delta\vartheta$$

in cui il fattore $f(\xi)$ è il rapporto tra il salto medio

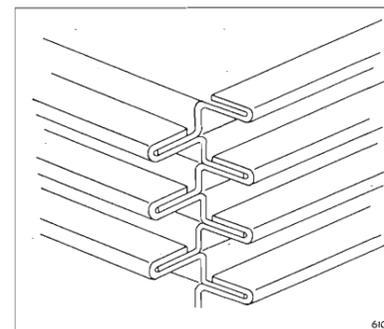



Fig. 6. — Realizzazione costruttiva del radiatore ad alette triangolari (particolare dell'aggraffatura delle alette).

Fig. 7. — Radiatore ad alette triangolari applicato a un triodo 892.

di temperatura dall'aletta all'aria e il salto termico massimo $\Delta\vartheta$ e per le alette rettangolari vale ([2]):

$$f(\xi) = \frac{1}{\xi} \tanh \xi\,, \quad \xi = l \sqrt{\frac{2\,h}{k\,s}}$$

essendo l l'estensione radiale dell'alettatura e k la conduttività termica del materiale delle alette stesse.

L'andamento del fattore f è riportato in figura 13. Tale fattore diminuisce all'aumentare di ξ, e quindi al diminuire dello spessore s delle alette, e coincide praticamente con $1/\xi$ per valori di ξ superiori a 3. Questo andamento è giustificabile qualitativamente osservando che, assottigliando le alette, la trasmissione di calore verso il bordo esterno diventa sempre più difficile, portando a una sempre maggiore caduta di temperatura, alla quale segue cattiva utilizzazione delle parti più esterne delle alette e sfruttamento incompleto della colonna d'aria refrigerante. Di ciò si deve naturalmente tener conto nel dimensionamento del radiatore, il quale deve essere fatto in modo che ξ non risulti eccessivamente elevato; un buon compromesso si raggiunge quando risulta $\xi = 1$ ($f = 0{,}76$), ma è ancora accettabile il valore $\xi = 3$ ($f = 0{,}33$).

Per esprimere il parametro ξ per mezzo degli elementi del radiatore, occorre ricordare che, se v (m/sec) è la velocità dell'aria refrigerante e il diametro idraulico dei canali di ventilazione (rapporto tra il qua-

([2]) Il caso dell'aletta rettangolare è trattato in numerosi testi e manuali (si veda ad esempio: FAGGIANI D.: *Trasmissione del calore*, Tamburini, Milano).

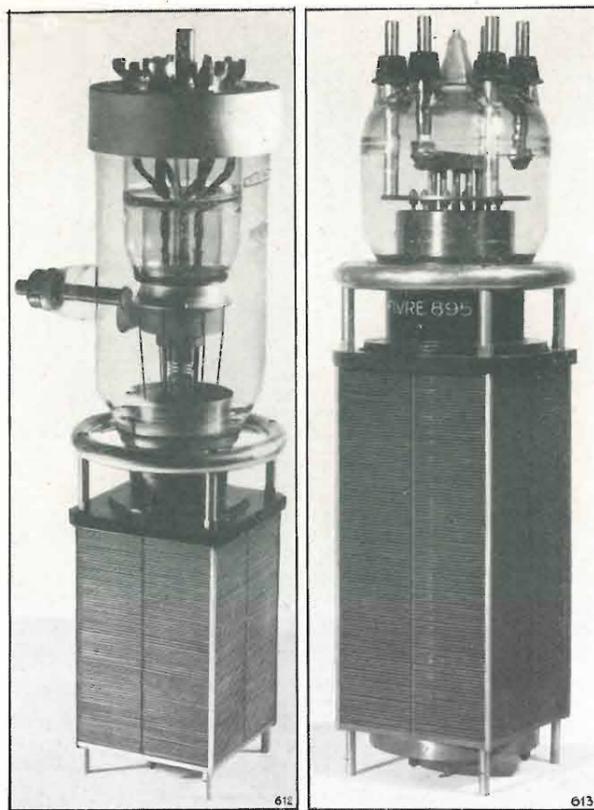



Fig. 8. — Radiatore ad alette triangolari applicato a un triodo 893.

Fig. 9. — Radiatore ad alette triangolari applicato a un triodo 895.

druplo dell'area e il perimetro della sezione di questi) si assume pari a $2t$ (m), l'adduttività (W/m² °C) risulta data da:

$$h = 3{,}13\, v^{0,8}/t^{0,2}\,.$$

Esprimendo sempre le lunghezze in metri e supponendo le alette di rame ($k = 380$ W/m² °C), si ha allora:

$$[1] \qquad \xi = 0{,}128 \frac{l\, v^{0,4}}{t^{0,1}\, s^{0,5}}\,.$$

Ciò posto, va osservato che per caratterizzare un radiatore, anzichè la potenza smaltita da ogni aletta, è preferibile considerare il carico termico P_s, ossia la potenza smaltita per unità di area della superficie calda, sulla quale è saldata la base delle alette. Esso deve essere reso uguale alla potenza dissipata per unità di area dell'anodo, la quale si aggira intorno a 500 kW/m².

Tale carico termico si ottiene dividendo la potenza smaltita da un'aletta per la lunghezza L della base di questa e per la lunghezza $t + s$ occupata da ogni aletta nella direzione perpendicolare alla superficie disperdente. Poichè $A = Ll$, tenendo conto dell'espressione di h, si ottiene:

$$[2] \qquad P_s = 6{,}26\, f \frac{l\, v^{0,8}\, \Delta\vartheta}{t^{0,2}\,(t+s)}$$

Dalle due espressioni [1] e [2], tenendo conto dell'andamento di $f(\xi)$, risulta che si può ottenere un carico termico comunque elevato realizzando il radiatore con alette sottili, poco estese e molto fitte. Il peso [3] del radiatore per unità di area (kg/m²), sempre nel caso di alette di rame, risulta poi:

$$[3] \qquad \tau = 8{,}9 \times 10^3 \frac{l\, s}{t + s}$$

e quindi diminuisce riducendo il rapporto tra lo spessore delle alette e la larghezza dei canali e riducendo l'estensione delle alette. Quindi il radiatore con alette sottili, fitte e poco estese è anche leggero; il che è confermato anche dall'esame del rapporto τ/P_s, che dà il peso dell'alettatura per unità di potenza dissipata. A questo proposito si può osservare che un radiatore può considerarsi leggero quando tale rapporto si aggira intorno a 0,5 kg/kW, mentre può dirsi pesante quando tale rapporto raggiunge un valore triplo.

4. Prima di passare a valutazioni quantitative sulla base delle relazioni trovate, si deve ricordare che fin qui si è supposto che l'aria fosse isoterma. In realtà l'aria si riscalda, procedendo dall'ingresso all'uscita del radiatore, e quindi occorre che nei canali di ventilazione possa fluire la quantità d'aria necessaria ad asportare il calore sviluppato, con una fissata sopraelevazione di temperatura. Questa constatazione porta a introdurre un'ulteriore relazione tra gli elementi del radiatore, la quale si traduce in una limitazione o del massimo carico termico o del minimo peso (e ingombro) raggiungibili, o della lunghezza delle alette.

Più precisamente, quando si tenga conto del riscaldamento dell'aria, le relazioni precedenti valgono ancora con buona approssimazione (si deve sempre tener conto che calcoli di questo genere sono affetti da notevole incertezza), purchè per $\Delta\vartheta$ si intenda un salto termico medio, sul significato del quale si tornerà più avanti. Lasciando dunque imprecisato per ora il significato di $\Delta\vartheta$ e indicando con $\Delta\vartheta_a$ la sopraelevazione di temperatura dell'aria e con L_a la lunghezza del percorso dell'aria dall'entrata all'uscita, si deve tener conto che la potenza P_s deve essere assorbita dall'aria, la quale a temperatura intorno a 60°C assorbe circa 10^3 J/m³ °C. Allora, poichè attraverso la sezione di un canale, di area tl, passano tlv m³/sec di aria, essendo $\Delta\vartheta_a/L_a$ la sopraelevazione media di temperatura per metro di percorso dell'aria e $t + s$ la lunghezza tangenziale di radiatore occupata da un canale di ventilazione, risulterà:

$$[4] \qquad P_s = 10^3 \frac{t\, l}{t + s} \frac{\Delta\vartheta_a}{L_a}\, v\,.$$

Si vede così che, quando si considera il riscaldamento dell'aria, il carico termico e il peso del radiatore non sono più fissati esclusivamente dalle dimensioni dell'alettatura (estensione radiale l, spessore s delle alette e larghezza t dei canali), ma interviene in senso limitativo la lunghezza L_a. Infatti risulta dalle relazioni scritte, come si vedrà meglio più avanti, che fissato il carico termico, le temperature e le velocità dell'aria, via via che aumenta la lunghezza L_a, a pari peso unitario dell'alettatura, si deve ridurre lo spessore s delle alette; ma su questa strada non si può procedere indefinitamente, perchè come è evidente, non è tecnicamente possibile costruire radiatori con alette che si riducano a fogli trasparenti. Tanto più che nello stesso tempo si dovrebbe aumentare l'estensione l. Si conclude quindi che è impossibile costruire radiatori leggeri con lunghezza del percorso dell'aria superiore a un certo limite: potrebbe essere leggera l'alettatura in sè, ma allora occorrerebbe accontentarsi di un carico termico ridotto, introducendo di conseguenza un manicotto pesante che, aumentando l'area della superficie calda, riduce la potenza da smaltire per unità di area.

Comunque le relazioni [1], [2], [3] e [4], insieme alla definizione del fattore $f(\xi)$, consentono di eseguire il progetto di massima dei radiatori. Naturalmente il problema non è del tutto definito da tali relazioni, perchè le variabili sono molto più numerose delle equazioni; alcuni parametri sono quindi da determinarsi in base a considerazioni di altra natura.

Uno di questi può essere ad esempio la velocità dell'aria, la quale è indubbiamente vantaggioso che sia la più elevata possibile. Ma naturalmente anche in questo c'è un limite pratico, derivante dalla neces-

[3] Qui, in precedenza e nel seguito si parla sistematicamente di peso, dove a rigore si dovrebbe parlare di massa. Tutte le unità usate sono quelle fondamentali del sistema Giorgi, per cui i pesi dovrebbero essere espressi in newton. In realtà, come è ben noto, essi, se espressi in chilogrammi-peso, sono dati dagli stessi numeri che danno le masse in chilogrammi-massa.

Fig. 10. — Schema di radiatore ad alette triangolari con convogliatore quadruplo.

Fig. 11. — Radiatori ad alette triangolari applicati mediante adattatore a convogliatori cilindrici (Stazione di Bologna II della RAI).

Fig. 12. — Radiatore ad alette triangolari munito di solo adattatore per il raffreddamento con aria aspirata.

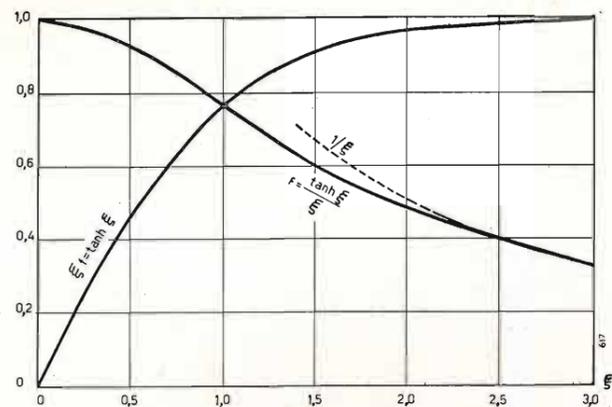



Fig. 13. — Andamento del fattore $f(\xi) = \tanh \xi/\xi$ e di $\xi f = \tanh \xi$.

sità di non consumare eccessiva potenza nel ventilatore e dal fatto che oltre il valore di 30 m/sec il rumore e le vibrazioni diventano troppo fastidiosi. Perciò questo valore di velocità è da considerarsi come un limite invalicabile, ma va sempre tenuto presente che esso può essere raggiunto soltanto se le alette non sono eccessivamente sottili, perchè la minima velocità, a cui queste possono entrare in vibrazione, è evidentemente tanto più bassa quanto minore è lo spessore s e maggiore l'estensione l.

Anche le sovratemperature $\Delta\vartheta$ e $\Delta\vartheta_a$ è bene siano più elevate che sia possibile; ma su di esse occorre un discorso a parte.

5. Nell'esaminare il comportamento di un radiatore ad alette longitudinali si può non tener conto della conduzione termica in senso assiale, perchè la differenza di temperatura tra le due estremità dell'anodo non deve essere molto elevata. Infatti il limite di potenza dissipabile è determinato dalla massima temperatura dell'anodo, che non può superare il valore, di poco superiore a 200°C, oltre il quale si produce la liberazione di gas o la fusione della lega saldante il radiatore (o entrambe le cose); e d'altra parte la potenza effettivamente dissipata è determinata dalla temperatura media dell'anodo, la quale, a parità della massima, è tanto minore quanto maggiore è la differenza tra le temperature massima e minima. Pertanto una disuniformità molto marcata nella temperatura dell'anodo porta, oltre a cattivo funzionamento e minor durata del tubo, una riduzione della massima potenza dissipabile tanto maggiore quanto più ampia è la disuniformità stessa.

In queste condizioni la potenza dissipata per ogni tronco di lunghezza assiale unitaria dell'anodo si può considerare ceduta localmente per intero all'aria, che si trova in contatto con il tronco corrispondente del radiatore. Ne deriva che, se la produzione di calore è uniforme lungo l'anodo, come si può ritenere con ottima approssimazione se si escludono due corte zone alle estremità, e se il radiatore ha forma prismatica, in modo che tutte le sue sezioni trasversali risultino uguali, il salto termico tra la base delle alette e l'aria può essere considerato costante per tutta la lunghezza del radiatore. Eventuali disuniformità di temperatura intorno all'anodo, dovute per esempio a disuniformità del flusso elettronico, possono essere messe in conto convenendo di considerare per ogni sezione trasversale la temperatura media dell'anodo e dell'aria. Si conclude dunque che per i radiatori ad alette longitudinali il salto termico $\Delta\vartheta$ coincide con la differenza (costante) tra la temperatura media alla base delle alette e la temperatura media dell'aria in corrispondenza di una qualsiasi sezione trasversale del radiatore.

Per determinare il valore di $\Delta\vartheta$ occorre poi tenere presente che la temperatura dell'aria va crescendo dal basso all'alto, perchè ogni particella d'aria, che entra nel radiatore dal basso, percorre tutta la lunghezza di questo prima di uscire dall'alto. Ne segue che anche la temperatura alla base delle alette cresce dal basso all'alto; e poichè questa, come si è detto, si mantiene in ogni sezione superiore di una quantità costante alla temperatura media locale dell'aria, la differenza di temperatura tra la zona superiore e inferiore dell'anodo risulta praticamente uguale alla sopraelevazione di temperatura $\Delta\vartheta_a$ dell'aria dall'ingresso all'uscita del radiatore. Pertanto nei radiatori ad alette longitudinali il salto termico $\Delta\vartheta$ risulta determinato dalla massima temperatura ϑ_M, a cui si ammette di poter far salire la base delle alette, dalla sopraelevazione $\Delta\vartheta_a$, che coincide con la differenza di temperatura tra le due estremità dell'anodo, e dalla temperatura ϑ_0 di ingresso dell'aria, in base alla relazione:

$$\Delta\vartheta = \vartheta_M - \Delta\vartheta_a - \vartheta_0 \,.$$

La conduzione termica assiale, di cui non si è tenuto conto, attenua la disuniformità di temperatura dell'anodo senza modificare sostanzialmente il comportamento descritto.

La pratica di esercizio consiglia di assegnare a $\Delta\vartheta_a$ valori compresi tra 40 e 50°C. Ponendo $\vartheta_0 = 20$°C e tenendo conto che ϑ_M deve essere inferiore alla massima temperatura dell'anodo, sia per la presenza del manicotto, sia per assicurare un conveniente margine di sicurezza, si conclude che il salto termico disponibile risulta in genere di poco superiore a 100°C.

Da quanto precede risulta dunque che il dimensionamento dei radiatori ad alette longitudinali va fatto in base alle relazioni seguenti, che si ottengono dalle [1], [2], [3], [4] facendo $\Delta\vartheta = 120$°C e $\Delta\vartheta_a = 40$°C

$$[1'] \qquad \xi = 0{,}128 \, \frac{l v^{0,4}}{t^{0,1} \sqrt{s}}$$

$$[2'] \qquad P_s = 751 \, f(\xi) \, \frac{v^{0,8}}{t^{0,2}} \, \frac{l}{t+s}\,, \qquad f(\xi) = \frac{1}{\xi} \tanh \xi$$

$$[3'] \qquad \tau = 8{,}9 \cdot 10^3 \, \frac{l\, s}{t+s}$$

$$[4'] \qquad P_s = 40 \cdot 10^3 \, \frac{v}{L_a} \, \frac{t\, l}{t+s}$$

Queste equazioni si possono rimaneggiare in vario modo, in dipendenza dai dati a disposizione; per esempio, fissando il valore di P_s τ, v, L_a, esse consentono di ricavare le dimensioni delle alette. Il calcolo è stato eseguito per diversi valori di L_a e per P_s = 500 kW/m² (valore prossimo a quello della potenza dissipata per unità di area dalla 893), per v pari a 10 e 20 m/sec e per τ pari a 200 e 600 kg/m² (che porterebbero per la 893 a un peso complessivo rispettivamente di circa 10 e 30 kg). I risultati del calcolo sono riportati nelle figure 14 e 15.

Da questi risulta che per la 893, la cui lunghezza è dell'ordine di 200 mm, è assolutamente impossi-

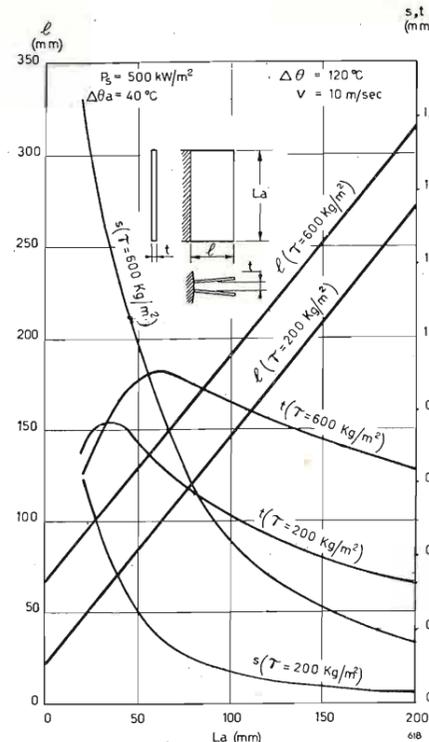



Fig. 14. — Dimensioni dell'alettatura di un radiatore ad alette longitudinali, in funzione della lunghezza L_a del radiatore, per carico termico P_s = 500 kW/m², salto termico $\Delta\vartheta_a$ = 120°C, sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$ = 40°C, velocità dell'aria v = 10 m/sec e peso unitario τ di 200 e 600 kg/m².

bile predisporre un radiatore leggero di questo tipo limitando la velocità dell'aria a 10 m/sec, perchè le alette dovrebbero avere spessore dell'ordine di qualche centesimo di millimetro e larghezza superiore a 25 cm. Ma anche elevando la velocità dell'aria a 30 m/sec la soluzione non sarebbe tecnicamente buona, perchè, contro uno spessore di qualche decimo di millimetro, si avrebbe un'estensione di oltre 10 cm (si pensi che il diametro esterno dell'anodo della 893 è di circa 8 cm).

6. Soluzioni tecnicamente accettabili si ottengono invece per valori della lunghezza dei percorsi d'aria dell'ordine di 5 cm. Da queste considerazioni sono sorti i radiatori a sezioni, i quali si ottengono suddividendo un radiatore ad alette longitudinali in numerose sezioni sovrapposte, ciascuna raffreddata indipendentemente dalle altre (fig. 16). La corrente d'aria refrigerante viene suddivisa in numerose correnti parziali, ciascuna delle quali è condotta lungo una corta porzione dei canali di ventilazione, delimitata da pareti di chiusura perpendicolari alle alette. Ogni sezione del ventilatore produce quindi la stessa sopraelevazione di temperatura $\Delta\vartheta_a$ della corrente parziale d'aria, da cui è investita e nella formula [4] la lunghezza L_a assume il significato di lunghezza delle sezioni. In sostanza si vengono in tal modo a sovrapporre lungo l'anodo numerosi corti radiatori, funzionanti in parallelo, rendendo così possibile la costruzione di un radiatore leggero, indipendentemente dalla lunghezza complessiva dell'anodo: anodi più lunghi richiedono semplicemente un maggior numero di sezioni sovrapposte, senza che vari neppure, a parità di carico termico, il rapporto tra la potenza consumata per far circolare l'aria e la totale potenza dissipata. Anche la velocità dell'aria può essere tenuta bassa, riducendo corrispondentemente la lunghezza delle sezioni.

Oltre a ciò è facile vedere che con i radiatori a sezioni è possibile tollerare valori più elevati di $\Delta\vartheta$ e di $\Delta\vartheta_a$. Infatti ogni sezione, oltre a cedere calore alla propria aria di ventilazione, nella sua parte inferiore, più fredda, riceve calore dalla parte superiore, più calda, della sezione sottostante; si verifica quindi una conduzione termica in senso assiale, la quale, portando calore dalle zone a contatto con aria calda a quelle a contatto con aria fredda, rende tanto più uniforme la distribuzione assiale della temperatura quanto più corte e numerose sono le sezioni. Al limite se le sezioni del radiatore sono molto numerose, la temperatura lungo le generatrici si può considerare sensibilmente uniforme, come se il raffreddamento avvenisse in ogni punto alla stessa temperatura media $\vartheta_0 + \Delta\vartheta_a/2$ dell'aria. In conseguenza nessun vincolo, dipendente dalla distribuzione di temperatura sull'anodo, viene imposto alla sopraelevazione di temperatura dell'aria, che può quindi essere fissata con una certa libertà; inoltre il salto termico $\Delta\vartheta$ risulta uguale alla differenza tra la massima temperatura ϑ_M ammissibile alla base delle alette e la temperatura media dell'aria, cioè si ha:

$$\Delta\vartheta = \vartheta_M - \frac{1}{2}\,\Delta\vartheta_a - \vartheta_0$$

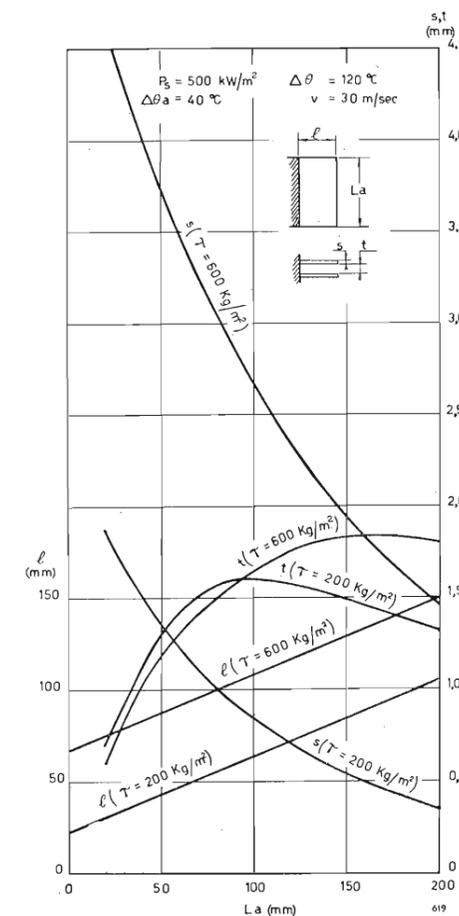



Fig. 15. — Dimensioni dell'alettatura di un radiatore ad alette longitudinali, in funzione della lunghezza L_a del radiatore, per carico termico P_s = 500 kW/m² salto termico $\Delta\vartheta$ = 120°C, sopraelevazione di temperatura dell'aria $\Delta\vartheta_a$ = 40°C, velocità dell'aria v = 30 m/sec e peso unitario τ di 200 e 600 kg/m².

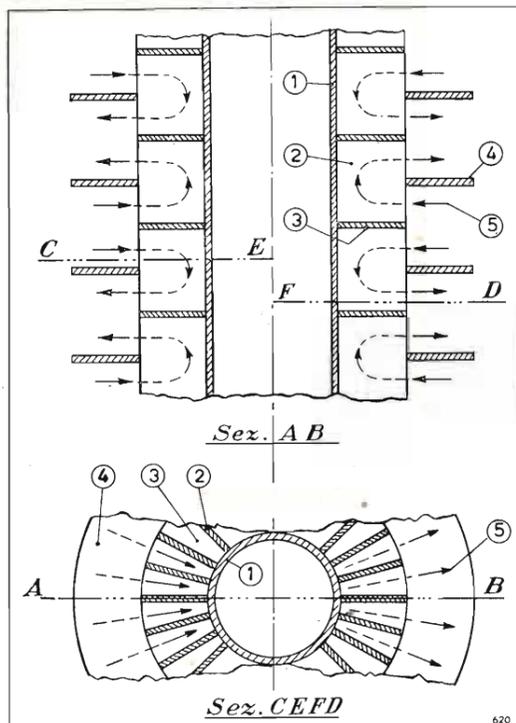



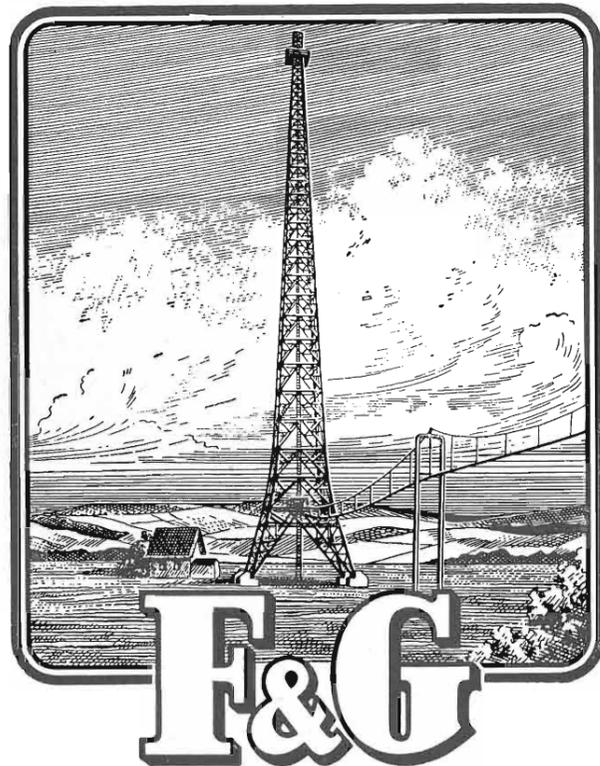
Fig. 16. — Schema del funzionamento di un radiatore a sezioni: 1) parete dell'anodo; 2) alette longitudinali; 3) setti di separazione delle sezioni; 4) setti di separazione delle correnti d'aria; 5) percorsi delle correnti d'aria.

Sopraelevazioni di temperatura $\Delta\vartheta_a$ di 100°C e oltre sono di uso comune in questi tipi di radiatori con salti termici che si possono spingere ben al disopra di 100°C.

Una realizzazione pratica del dispositivo illustrato è indicata schematicamente nella figura 17. L'anodo è munito di un sistema di alette longitudinali e i canali tra le alette sono interrotti da chiusure trasversali equidistanti; il tutto è poi racchiuso in una pila di scatole forate al centro, per poter infilare anodo e alette, e alternativamente aperte avanti e dietro e chiuse sui fianchi, o viceversa. L'aria, entrando, per esempio, dalle aperture laterali delle scatole, si infila nei canali tra le alette e sfugge verso i compartimenti immediatamente sovrastanti e sottostanti a quello di ingresso, uscendo infine dalle aperture frontali. Un convogliatore a forma di piramide, simile a quello della figura 10, conduce e asporta l'aria di ventilazione, distribuendola tra le varie sezioni.

Non occorre spendere molte parole per dimostrare quanto questa soluzione risulti complicata. La profilatura aerodinamica dei condotti, adottata nelle realizzazioni costruttive, mentre complica maggiormente la costruzione, non vale a eliminare il fatto che l'aria è obbligata a percorsi tortuosi e tormentati con conseguente aumento delle perdite di carico e quindi della potenza del radiatore.

Si deve poi anche tener conto, nella valutazione dei risultati discussi in questo e nel precedente paragrafo, che i pesi qui calcolati sono esclusivamente quelli dell'alettatura. Per ottenere il peso del radiatore occorre quindi aggiungere ad essi il peso di tutte le strutture di sostegno, saldatura e così via. Ciò non porta differenze sostanziali nel caso di radiatori pesanti, ma invece ha notevole importanza per quelli leggeri e soprattutto per quelli a sezioni.

(continua)

I RICEVITORI "SERIE ANIE" (1951-52)

M. BOELLA, A. BRESSI, C. EGIDI, G. SACERDOTE

SOMMARIO - Vengono riportati in forma prevalentemente statistica i risultati delle misure eseguite presso l'I.E.N.G.F. sopra 170 ricevitori (85 modelli) concorrenti alla omologazione secondo il capitolato della "SERIE ANIE" 1951-52. I risultati sono assai soddisfacenti per i 63 modelli omologati e depongono favorevolmente nei riguardi della produzione italiana di radioricevitori economici.

1. Premessa.

A séguito di accordi intervenuti fra l'Ispettorato Generale delle Telecomunicazioni del Ministero P. T., il Ministero delle Finanze, il Gruppo Costruttori Radio e Televisione dell'ANIE e la RAI, con l'intervento dell'A.N.C.R.A., nell'estate 1951 venne posta in atto un'iniziativa diretta a favorire la costruzione e la diffusione dei radioricevitori di tipo economico.

Si stabilì che i ricevitori concorrenti fossero sottoposti a prove di omologazione, al fine di constatarne la rispondenza ad un certo numero di requisiti minimi, stabiliti con apposito capitolato.

Per i modelli omologati, da denominarsi « ricevitori della Serie ANIE », vennero concesse le seguenti facilitazioni:

a) rimborso al Costruttore delle tasse di fabbricazione da esso corrisposte;

b) abbonamento gratuito alle radioaudizioni per la durata di 12 mesi, a vantaggio dell'acquirente non ancora abbonato.

Il capitolato stabilito è il seguente:

1) Ricezione di una o più gamme d'onda, tra cui in ogni caso quella delle onde medie, compresa fra 525 e 1605 kHz.

2) Sensibilità non inferiore a 75 μV sulle onde medie e 150 μV sulle onde corte, per un'uscita di 50 mW.

3) Selettività non inferiore a 30 dB a 9 kHz sulla media frequenza.

4) Attenuazione d'immagine non inferiore a 28 dB alla frequenza più sfavorevole nella gamma delle onde medie.

5) Curva di risposta elettroacustica compresa entro ± 9 dB fra 200 e 3000 Hz, considerando come livello 0 quello a 400 Hz.

6) Potenza sulla bobina mobile non inferiore a 0,7 W, misurata a 400 Hz, per tensione di rete di 127 V; distorsione su carico resistivo non superiore all'8 % da 200 a 3000 Hz per la potenza suddetta.

7) Scala illuminata, graduata in kHz o in metri, con precisione del ± 2 % sulle onde medie.

8) Rumore di fondo ammissibile non eccedente — 30 dB rispetto alla potenza massima di 0,7 W, con modulazione dell'80 % a 400 Hz, misurata alle frequenze portanti di 0,6; 1; 1,4 MHz.

9) Regolatore automatico di sensibilità (controllo automatico di volume) su due valvole.

10) Altoparlante capace di fornire, sul mobile di serie, una pressione acustica non inferiore a 4 dine/cm² a 1 m di distanza ed a 400 Hz.

11) Condensatore sul circuito d'entrata, per evitare che, per errato uso, venga bruciata la bobina d'aereo.

12) Cordone bipolare di alimentazione lungo almeno 1,3 metri e relativa spina.

13) Esistenza dei normali dispositivi precauzionali, che rendano impossibile l'accesso involontario a componenti sotto tensione.

14) Prezzo di vendita al pubblico non superiore alle 29.000 lire.

Per ogni modello concorrente all'omologazione vennero presentati dal Costruttore due esemplari ed essi furono sottoposti a prova presso l'I.E.N.G.F. (Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris »). I risultati delle prove e delle misure, riuniti in gruppi, vennero presentati al Ministero, che se ne servì come di parere tecnico per concedere le omologazioni.

Le prove ebbero inizio il 1° settembre 1951 sopra 40 ricevitori (20 modelli); entro la prima quindicina di detto mese il Ministero concedeva le prime dieci omologazioni.

Le prove e le omologazioni proseguirono fino al giugno 1952, dopo di che le concessioni di nuove omologazioni vennero definitivamente concluse.

2. Modelli presentati ed omologati.

I ricevitori sottoposti a prove complete radioelettriche ed elettroacustiche furono 170, ossia due per ciascuno degli 85 modelli presentati.

I modelli omologati furono 63, presentati da 22 costruttori (fig. 1).

Gli schemi dei ricevitori presentati sono generalmente molto simili fra loro: fatta eccezione per pochi, trattasi di normali supereterodine a cinque tubi [1] e a varie gamme d'onda (da una a cinque).

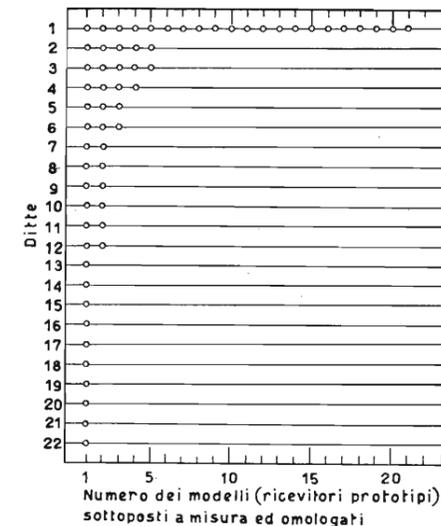



Fig. 1. — Numero dei modelli sottoposti a misura ed omologati, suddivisi per Ditte.

[1] Tanto i tubi di tipo europeo quanto quelli di tipo americano sono largamente usati; le serie più diffuse sono le seguenti: UCH 41, UAF 42, UAF 42, UL 41, UY 41; UCH 42, UF 41, UBC 41, UL 41, UY 41; 6TE8, 6SK7, 6SQ7, 6V6-GT, 6X5; 12BE6, 12BA6, 12AT6, 5OB5, 35W4; UCH 41, 12BA6, 12AT6, 5OB5, 35W4.

Fra gli 85 modelli presentati, sedici hanno soltanto la gamma delle onde medie, mentre tutti gli altri hanno pure una o più gamme d'onde corte; alcuni modelli hanno inoltre la gamma di onde medie divisa in due sottogamme.

Com'è consuetudine in questi apparecchi di tipo economico, il progetto è sostanzialmente studiato per la ricezione delle onde medie (la frequenza intermedia trovasi intorno ai 470 kHz) ed adattato a quella delle onde corte, per modo che su tali gamme la sensibilità è modesta e l'attenuazione d'immagine risulta spesso assai ridotta.

Per motivi inerenti ad una corretta statistica, i dati appresso riportati si riferiscono in genere a tutti i 170 ricevitori sottoposti a prove complete elettriche ed elettroacustiche, fatta eccezione per qualche esemplare evidentemente difettoso.

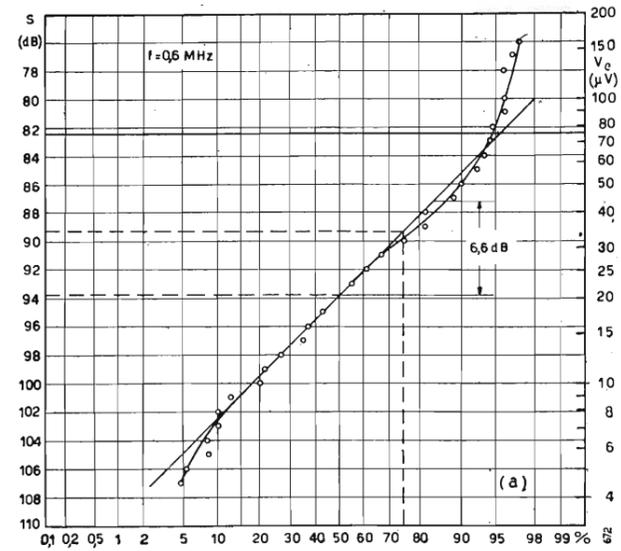



Fig. 2*a*

3. Caratteristiche.

3. 1/7 [2] — I limiti di frequenza accertati nel campo delle onde medie sono generalmente più ampi di quelli richiesti e precisamente detto campo si estende fra 517,1 e 1637,6 kHz [3], come media su 169 apparecchi.

Il rapporto medio fra gli estremi di gamma è quindi 3,167 [3], in eccesso sul valore minimo prescritto di 3,057.

Nelle « onde corte » le gamme più diffuse sono le seguenti:

5,71 - 11,08 MHz e
10,42 - 19,57 MHz (media su 26 modelli)

oppure

5,68 - 18,09 MHz (media su 32 modelli)

oppure

4,81 - 16,53 MHz (su 2 modelli).

Ci sono poi gli accennati 16 modelli con sole onde medie ed altri 7 con gamme varie, limitate a piccoli intorni (per esempio 0,4 MHz) di alcune stazioni importanti a onde corte.

3. 2/8 — La *sensibilità massima*, cioè ottenuta con il regolatore d'intensità (volume) al massimo e quindi prescindendo dal rapporto « segnale/rumore » all'uscita, è stata misurata, secondo la consuetudine,

[2] In questo e nei commi che seguono il secondo numero si riferisce al relativo comma del capitolato.

[3] I limiti di gamma sono rispettivamente 518,9 e 1626,2 kHz (media su 129 apparecchi), quando le « onde medie » sono riunite in una sola gamma, mentre risultano 511,2 e 1675,1 kHz, quando esse sono suddivise in due sottogamme (media su 40 apparecchi). I rapporti sono quindi ordinatamente 3,134 e 3,276.

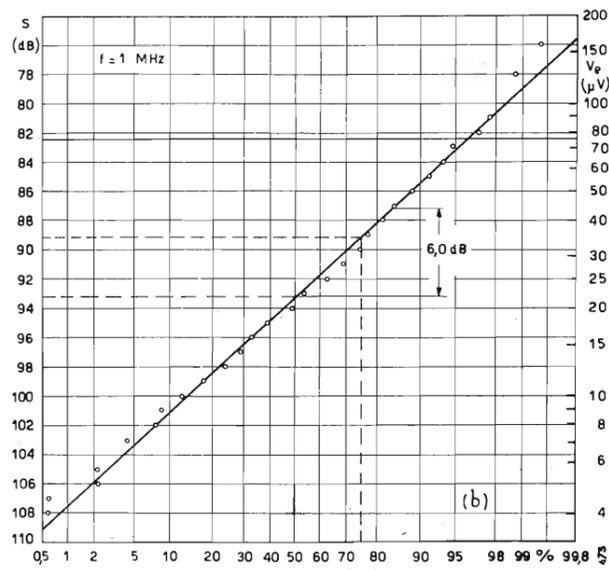



Fig. 2*b*

come tensione a radiofrequenza modulata al 30 % a 400 Hz, applicata attraverso l'antenna fittizia normale (IRE) all'entrata d'antenna, in modo da ottenere alla uscita la potenza di 50 mW su carico fittizio (resistenza pura praticamente uguale al modulo d'impedenza dell'altoparlante, misurato a 400 Hz).

Le misure, eseguite con le frequenze portanti di 0,6, 1 e 1,4 MHz, sono riportate in forma statistica nelle figure 2*a*, *b* e *c* [4].

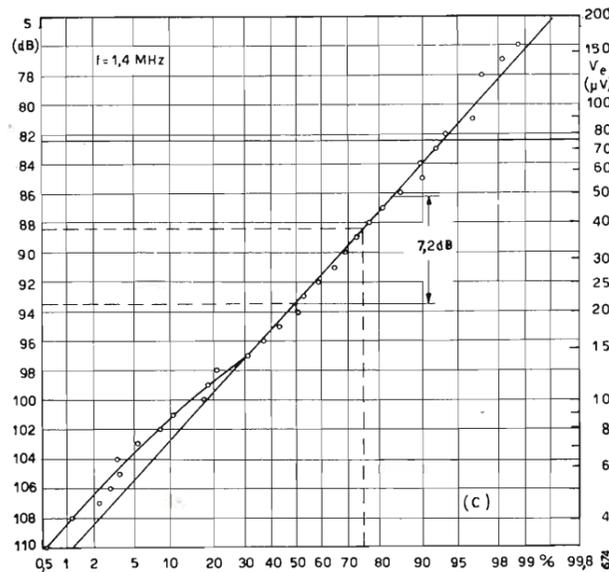



Fig. 2*c*

Fig. 2*a*, *b* e *c*. — Sensibilità in « onde medie ». La scala delle ascisse è « gaussiana » e la sua interpretazione è data nel testo. Le ordinate di sinistra rappresentano la sensibilità, come livello in decibel della tensione d'entrata sotto 1 V. Tutti i ricevitori, sia omologati, sia non omologati, sono stati utilizzati per questo grafico e per tutti gli altri che seguono, fatta eccezione per le figure 4*a* e *b*. La verticale condotta in corrispondenza dell'ascissa 74 % rappresenta il limite dei ricevitori omologati rispetto al totale (63/85).

[4] Questi grafici e quelli che seguiranno sono tracciati sopra una particolare carta, detta gaussiana, nella quale un fenomeno statistico a distribuzione rigorosamente gaussiana viene rappresentato da una retta.

In essa le ascisse rappresentano la percentuale dei ricevitori (degli esemplari, non dei modelli) per i quali il valore della grandezza di volta in volta considerata (per esempio la sensibilità) è minore o al massimo uguale a quello segnato dalla corrispondente ordinata.

Con questa rappresentazione l'ordinata che corrisponde ad un'ascissa 50 % fornisce addirittura il valor medio della grandezza, mentre la differenza fra l'ordinata corrispondente ad un'ascissa dell'84 % e quella sopra indicata fornisce lo scarto quadratico medio.

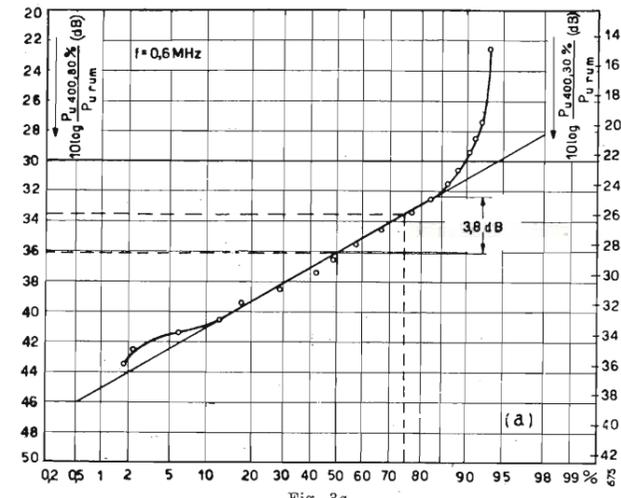



Fig. 3*a*

I valori dedotti per la sensibilità media e per lo scarto quadratico medio sono rispettivamente:

frequenza (kHz)	0,6	1	1,4
sensibilità media (dB sotto 1 V)	93,8	93,3	93,4
tensione corrispondente all'entrata (μV)	20	22	22
scarto quadratico medio (σ) (dB)	6,6	6,2	7,4

Ordinatamente si trova che il 94,5 %, il 96 % e il 93,3 % degli esemplari rientrano nel limite imposto dal capitolato ($V_e = 75$ μV) e siccome gli apparecchi omologati sono 2 × 63 su 2 × 85, ossia il 74 % circa, ciò significa che soltanto pochi modelli furono scartati per scarsa sensibilità in onde medie.

Il *dislivello fra segnale e rumore di fondo all'uscita* è rappresentato dalle figure 3*a*, *b* e *c*. Esso si riferisce ad una tensione di entrata $V_e = 100$ μV, modulata all'80 % a 400 Hz, con una $P_u = 700$ mW e corrisponde ad un dislivello 8,5 dB più basso nel caso di modulazione al 30 % (20 log 80/30 = 8,5 dB) [5].

Le medie sono ordinatamente:

frequenza (kHz)	0,6	1	1,4
dislivello (dB) per $m = 80$ %	36,2	36,5	35,0
dislivello per $m = 30$ % (dB)	27,7	28,0	26,5

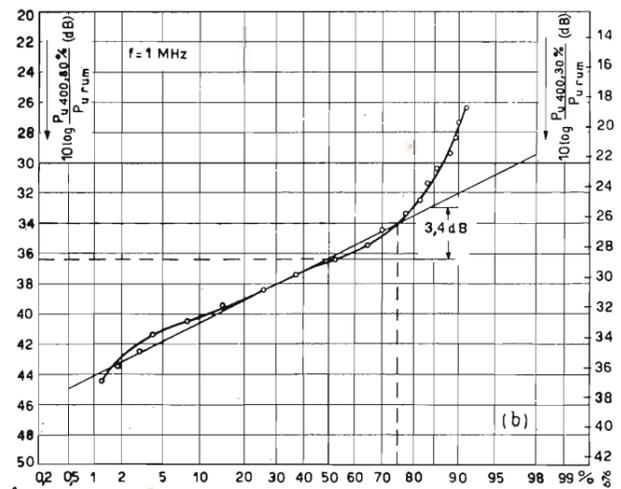



Fig. 3*b*

[5] Il rilievo si può eseguire anche con valori diversi della tensione all'entrata (per esempio $V_e = 75$ μV); per riportarsi ai valori della figura basta allora aumentare o diminuire le tensioni misurate del dislivello fra la V_e usata e la $V_e = 100$ μV. Nel caso sopra ricordato i dislivelli misurati con una $V_e = 75$ μV vanno aumentati di 2,5 dB per ottenere i dislivelli corrispondenti ad una $V_e = 100$ μV: infatti 20 log 100/75 = 2,5 dB.

Fig. 3*c*

Fig. 3*a*, *b* e *c*. — Dislivello fra segnale e rumore all'uscita, misurato con una $V_e = 100$ μV, modulata a 400 Hz all'80 %, ed una $P_{u400} = 700$ mW; la scala di destra si riferisce ad una profondità di modulazione del 30 %.

La figura 4 fornisce i dati di sensibilità assoluta per alcune gamme di onde corte (limite ammesso: 150 μV), misurati generalmente nei centri delle gamme.

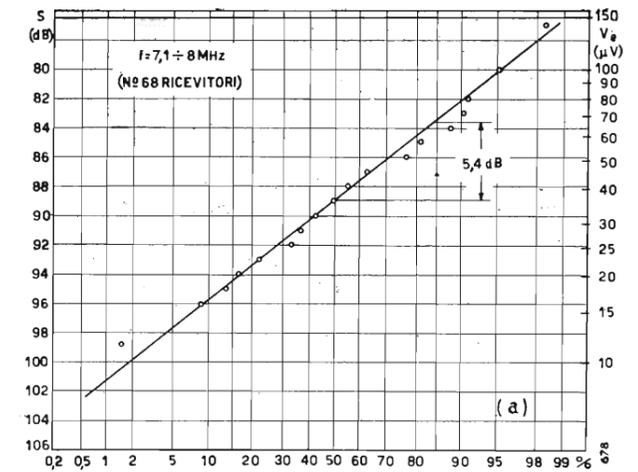



Fig. 4*a*

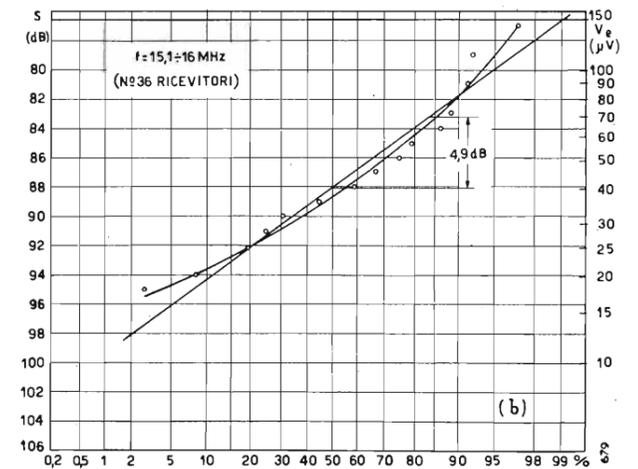



Fig. 4*b*

Fig. 4*a* e *b*. — Sensibilità in « onde corte » riportata, a titolo di esempio, per un gruppo di 68 apparecchi misurati fra 7,1 e 8 MHz (fig. 4*a*) e per un gruppo di 36 apparecchi misurati fra 15,1 e 16 MHz (fig. 4*b*).

3. 3 — La curva superiore della figura 5 rappresenta i valori dell'attenuazione a 9 kHz (come media fra + e — 9 kHz) misurati alla radiofrequenza di 1 MHz. Si vede che l'89 % degli apparecchi presenta un'attenuazione maggiore di 30 dB.

La curva inferiore della figura 5 rappresenta gli analoghi valori per ± 3 kHz.

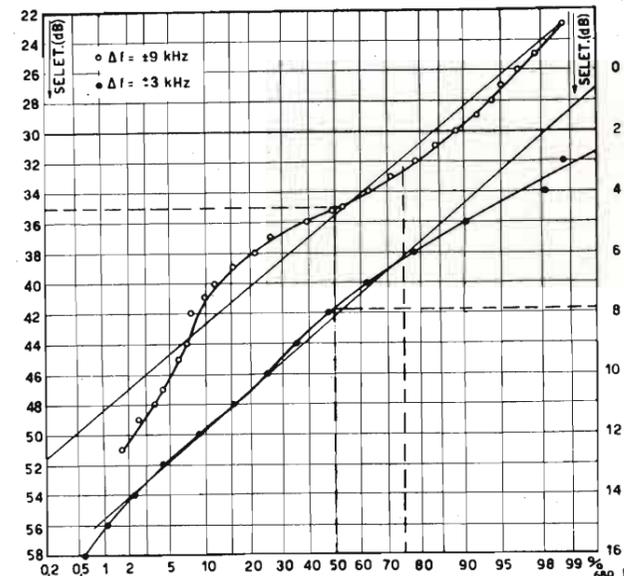



Fig. 5. — Selettività a radiofrequenza, misurata per $f = 1$ MHz e con una tensione di 100 μV all'accordo, come media per disaccordi di ± 9 e di ± 3 kHz.

La figura 6*a* fornisce l'andamento della curva « media » di selettività, ogni punto della quale deriva dalla media di almeno 157 ricevitori. Il coefficiente di risonanza equivalente è di 195.

La figura 6*b* è stata ottenuta con la sovrapposizione fotografica delle 170 curve di selettività degli apparecchi esaminati: sopra ad essa è stata riportata in scala la curva « media » della figura 6 *a*) e si nota

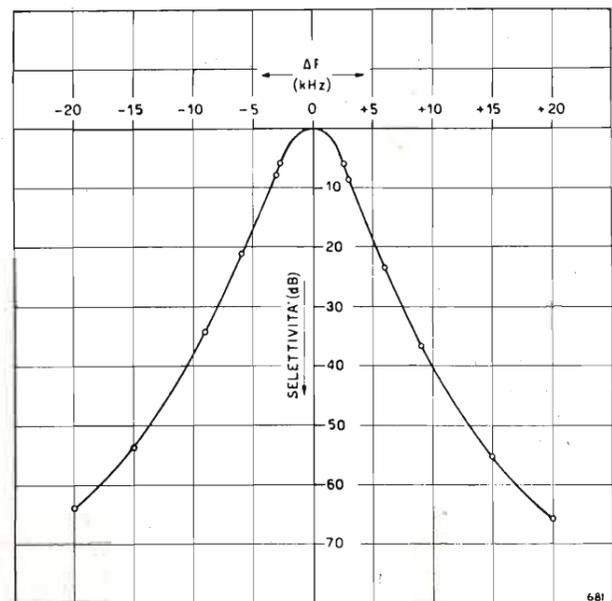



Fig. 6*a*. — Curva di selettività « media » per tutti i ricevitori: ogni punto risulta dalla media di almeno 157 ricevitori.

che questa corre lungo la zona della massima densità di bianco, mentre dista press'a poco in egual misura dalle curve corrispondenti alle massime ed alle minime selettività.

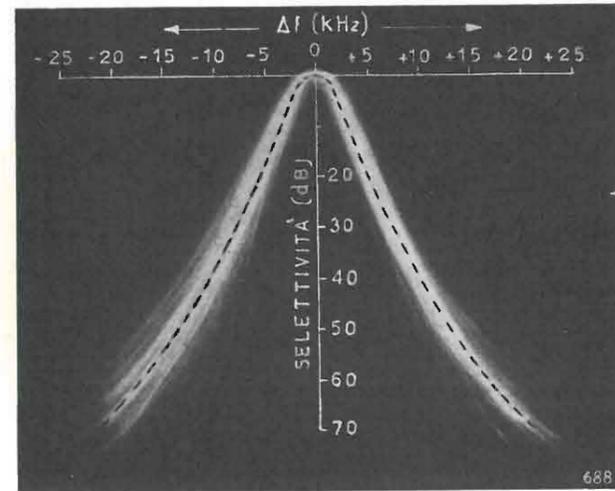



Fig. 6*b*. — Sovrapposizione fotografica delle curve di selettività a 1 MHz dei 170 apparecchi esaminati: la curva media della figura 6*a* è stata tracciata sopra la fotografia.

3. 4 — La figura 7 rappresenta le attenuazioni d'immagine misurate con $f = 1{,}4$ MHz e $V_e = 100$ μV all'accordo.

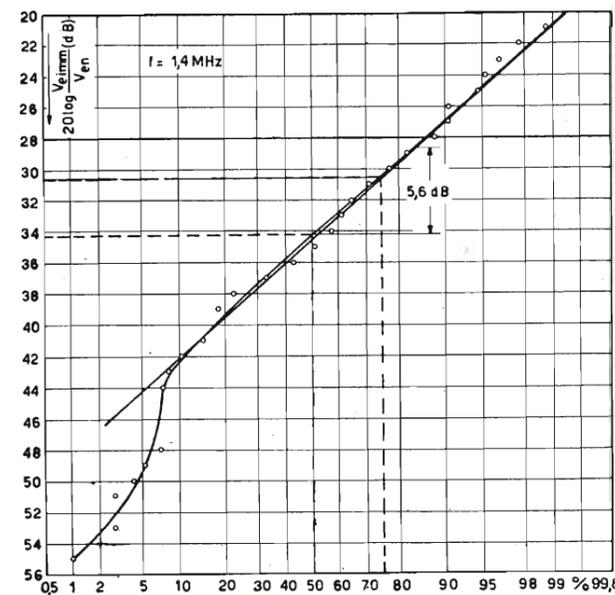



Fig. 7. — Attenuazione d'immagine per una portante di 1,4 MHz.

3. 5 — La figura 8 rappresenta i massimi dislivelli di pressione acustica rilevati in camera assorbente su ogni apparecchio fra 200 e 3000 Hz, alimentando il medesimo a tensione costante sulla presa per fonorilevatore, esistente o artificialmente costituita. I dislivelli anzidetti vengono generalmente ridotti se si tiene conto della selettività degli stadi a radiofrequenza e a frequenza intermedia, cioè se si suppone eseguito il rilievo di risposta elettroacustica totale (« overall » acustica).

Di ciò va tenuto conto nel dare il giudizio sull'apparecchio.

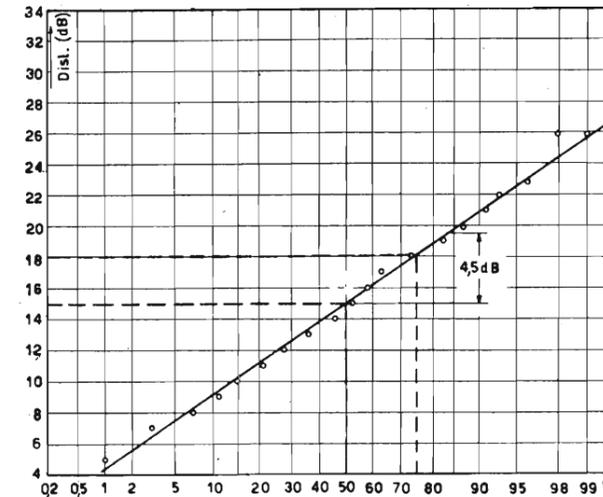



Fig. 8. — Massimi dislivelli di pressione acustica, rilevati in camera assorbente fra 200 e 3000 Hz.

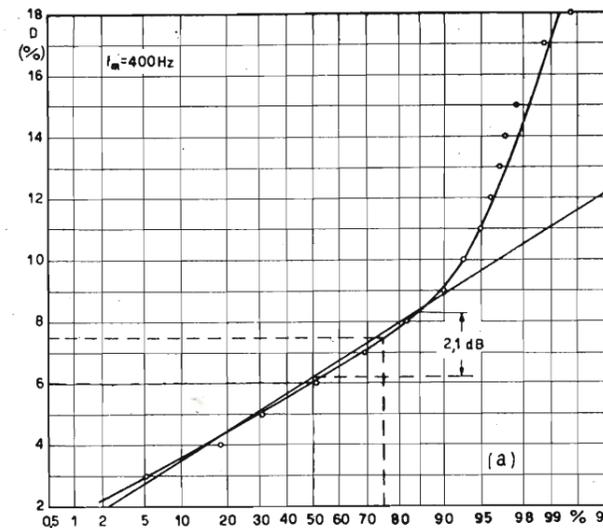



Fig. 9*a*

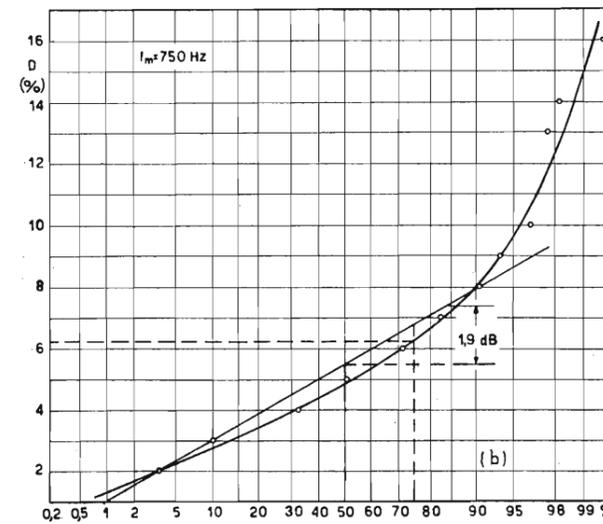



Fig. 9*b*

Fig. 9*a* e *b*. — Distorsioni elettriche misurate con una $f = 1$ MHz, $m = 30\,\%$, $P_u = 700$ mW su carico equivalente e rilevate, a titolo di esempio, con frequenze di modulazione di 400 e 750 Hz.

3. 6 — Le figure 9*a* e *b* forniscono, a titolo di esempio, le distorsioni elettriche per una $P_u = 700$ mW, ottenuta con una $V_e = 1$ mV ed $m = 30\,\%$, per $f_m = 400$ Hz e 750 Hz rispettivamente.

3. 10 — La figura 10 fornisce le distorsioni acustiche misurate ponendo l'apparecchio in camera assorbente, con il microfono alla distanza di un metro dall'altoparlante, per una tensione a 400 Hz applicata alla presa del fonorilevatore e per una pressione di 4 dine/cm² sul microfono.

Si vede che il 92 % dei ricevitori presenta una distorsione inferiore all'8 %.

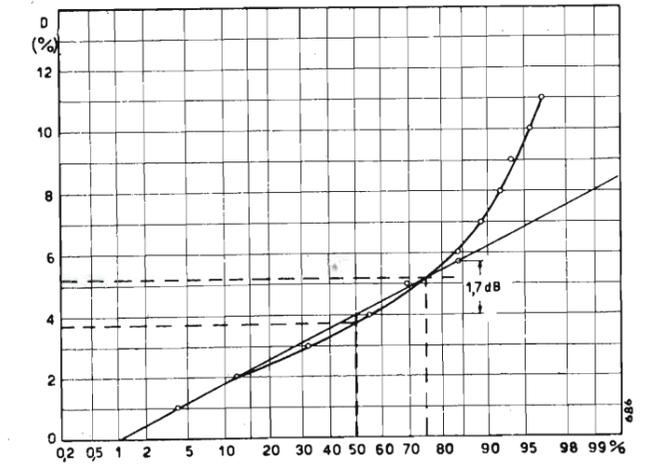



Fig. 10. — Distorsioni elettroacustiche, misurate al microfono con una pressione di 4 dine/cm².

3. 13 — Le disposizioni prescritte sono generalmente rispettate, sebbene in diversi apparecchi sia stata rilevata la presenza di finestre di aereazione troppo ampie, sì da consentire il contatto dall'esterno con parti interne sotto tensione, o l'asportabilità del pannello di chiusura senza che sia necessario l'uso di attrezzi.

3. 14 — I prezzi sono riportati nella figura 11.

Conclusione.

Dal punto di vista tecnico si nota che i Costruttori, tenuto conto del prezzo massimo imposto, sono riusciti agevolmente a soddisfare la maggior parte delle prescrizioni del capitolato, mentre per alcune (come ad esempio la distorsione elettrica) hanno incontrato maggiori difficoltà.

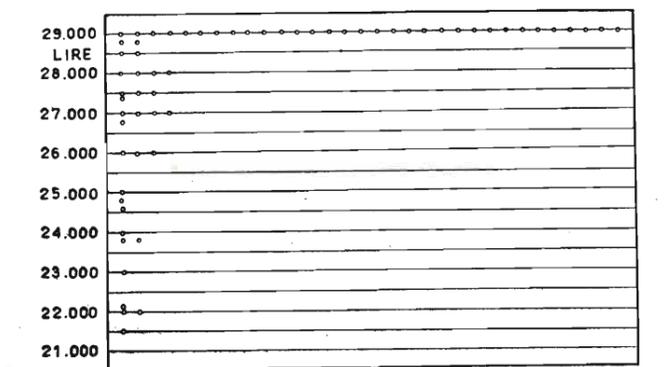



Fig. 11. — Prezzi dei modelli omologati.

Si è pure notato un progressivo miglioramento della progettazione in rapporto alle esigenze del capitolato, dimostrato dalla graduale diminuzione percentuale del numero dei modelli non omologati rispetto al numero di quelli presentati nei successivi gruppi.

Questo miglioramento della qualità media, il grande numero di modelli presentati (anche se talora, per motivi commerciali, differenti tra loro solo per particolari di lievissima importanza), la cospicua vendita dei ricevitori « Serie ANIE » (oltre la metà in numero della produzione totale del 1951) testimoniano del grande successo dell'iniziativa e perciò più che opportuno appare che essa sia stata recentemente ripresa.

Dal punto di vista statistico si nota per talune caratteristiche, specialmente tra quelle di sensibilità, una distribuzione soddisfacentemente gaussiana. Se ne può dedurre che i criteri di progetto e di costruzione seguiti dalle varie Ditte presentano una notevole omogeneità, almeno per quanto riguarda dette caratteristiche.

Se tutti i ricevitori esaminati fossero della medesima fabbrica e dello stesso modello, si avrebbe con tutta probabilità oltre che una distribuzione ancor più regolarmente gaussiana anche una dispersione alquanto più ridotta.

A questo proposito, nel considerare le curve riportate non va dimenticato che diversi modelli sviluppati dalla stessa Ditta, sebbene presentati con sigle diverse, differiscono fra loro soltanto nei particolari.

I dati forniti, da considerare nel complesso soddisfacenti, testimoniano favorevolmente nei riguardi della produzione italiana di ricevitori economici ed è probabilmente prerogativa peculiare del nostro Paese disporre oggi di dati così completi e aggiornati sulla produzione di tali apparecchi.

(155)

Nota. — I rilievi di carattere « elettrico » e, più in generale, quelli riportati nelle figure dalla 1 alla 7 e nella figura 11, sono stati eseguiti ed elaborati presso il Reparto Comunicazioni dell'IENGF - Sezione Radiotecnica; i rilievi di carattere « elettroacustico » (figure 8 e 10) sono stati eseguiti ed elaborati presso lo stesso Reparto Comunicazioni - Sezione Elettroacustica. I rilievi di distorsione elettrica (fig. 9) sono stati eseguiti in collaborazione.

NUOVE APPLICAZIONI DEL SILENZIATORE

DOTT. ING. MARIO GILARDINI
della Magnadyne-Radio - Torino

SOMMARIO - Il recente sviluppo dei ricevitori a modulazione di frequenza ha rinnovato l'interesse dei tecnici per un dispositivo, detto silenziatore, che permette la ricezione solo quando l'apparecchio è sintonizzato su un segnale di ampiezza tale da sopprimere il rumore di fondo e altre interferenze. Nell'articolo sono descritti alcuni circuiti moderni per realizzare il dispositivo.

1. Premesse.

Col nome di *silenziatore* intendiamo quel dispositivo, già ben noto nell'ambito dei ricevitori, che permette la ricezione solo nel caso che l'apparecchio sia sintonizzato su un segnale di sufficiente intensità. Se il ricevitore è sintonizzato su un segnale troppo debole per essere considerato *utile*, o su nessun segnale, ogni ricezione viene impedita, generalmente riducendo a zero l'amplificazione a frequenza acustica dell'apparecchio.

Escluderemo dalla nostra definizione tutti quei dispositivi il cui scopo è di limitare i disturbi *durante la ricezione*.

Nei ricevitori per la modulazione di ampiezza tale dispositivo fu sporadicamente impiegato or sono venti anni. Fu generalmente abbandonato perchè di utilità dubbia; il vantaggio si limitava alla soppressione dei crepitii atmosferici negli intervalli fra un trasmettitore e l'altro. Perciò si disse anche che il dispositivo permetteva la *sintonia silenziosa:* espressione non ricca di rigore scientifico, ma che ebbe, commercialmente, qualche fortuna.

Nei ricevitori per la modulazione di frequenza, le condizioni sono notevolmente diverse. È noto che tali apparecchi presentano tre punti di ricezione per ogni trasmettitore; di questi, solo il punto intermedio corrisponde all'esatta sintonia, e permette la rivelazione del segnale nella maniera prevista, con limitata distorsione. Negli altri due punti, situati sui fianchi della curva di selettività del ricevitore, la ricezione avviene in modo anomalo, previa trasformazione del segnale modulato in frequenza, in un segnale modulato in frequenza ed ampiezza. In questi punti la ricezione è molto distorta, ma talora l'intensità del suono è superiore a quella che si ha nel punto di giusto accordo: ciò può accadere se i fianchi della curva di selettività sono molto ripidi (e anche se la taratura dell'apparecchio è imperfetta, caso che peraltro escluderemo nelle nostre successive considerazioni).

Le stesse considerazioni valgono per i televisori, quando il suono viene trasmesso con modulazione di frequenza, come avviene in Italia.

Questa possibilità di errore disturba l'ascoltatore inesperto e rende necessario un addestramento. È difficile, al rivenditore, persuadere il cliente che la tripla ricezione non è un « difetto » dell'apparecchio che gli si presenta. È dunque vantaggioso che la ricezione dei due punti anomali di accordo venga eliminata; ciò è possibile usando un silenziatore ben progettato.

L'opportunità di un silenziatore emerge anche da considerazioni di altra natura: la ricezione di trasmettitori a modulazione di frequenza avviene spesso in condizioni del tutto diverse da quella di stazioni locali ad onde medie con modulazione di ampiezza. Infatti alla modulazione di frequenza è affidato talora il compito di assicurare la ricezione in aree lontane, dove il segnale è debole e dove sono richiesti ricevitori molto sensibili: questi hanno forzatamente una elevata tensione di rumore di fondo anche perchè la banda passante è molto più ampia di quella sufficiente per la modulazione di ampiezza. Ora è bensì vero, che lo stadio limitatore, se molto efficace, elimina il rumore di fondo, e con esso i disturbi relativi; ma è anche vero che ciò avviene solo in presenza di segnale. In caso contrario, e in particolare nel passaggio da una stazione all'altra, il rumore di fondo, e peggio, le interferenze, sono realmente assai noiosi. L'impiego di un silenziatore è dunque auspicabile anche per questa ragione per la quale è stato originariamente ideato.

2. Principio di funzionamento.

La figura 1 mostra lo schema tipico di un silenziatore per modulazione di ampiezza attuato con valvole moderne.

In questo circuito, il diodo di V_1 serve come rivelatore e lavora nel modo consueto. Quale amplificatore ad audio-frequenza si impiega il triodo V_{2b}; si noti che la tensione del catodo è $+$ 80 V, e la tensione di griglia $+$ 78,5 V, se il triodo V_{2a} non assorbe corrente. Se dunque V_{2a} è interdetto, V_{2b} può amplificare normalmente, con una polarizzazione di griglia di — 1,5 V rispetto al catodo. Se invece V_{2a} assorbe corrente, si ha una caduta di tensione nel resistore R_1 che aumenta la polarizzazione di griglia fino a — 40 V circa: il triodo V_{2b} viene perciò interdetto e l'apparecchio rimane silenzioso.

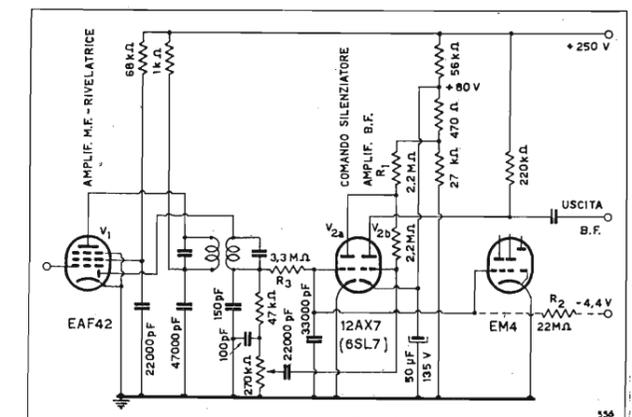



Fig. 1. — Silenziatore per ricevitore a modulazione di ampiezza. Può essere incorporato in una supereterodina a cinque valvole, oltre all'indicatore di sintonia.

Si noti ora che, in assenza di segnale sul diodo rivelatore, l'elemento V_{2a} non ha altra polarizzazione che quella dovuta alla corrente di griglia (circa 1 V), e perciò assorbe corrente di placca, bloccando V_{2b}. In presenza di segnale, e coi valori indicati nel circuito in esame, basta che il diodo rivelatore fornisca una tensione raddrizzata di — 1,7 V circa perchè V_{2a} si interdica e V_{2b} si sblocchi. Questa condizione si realizza applicando al diodo una tensione efficace a radiofrequenza di circa 1 V.

Si può aumentare la sensibilità del dispositivo, sia diminuendo la tensione della placca di V_{2a} (e perciò anche del catodo di V_{2b}) sia collegando la griglia di tale tubo ad una conveniente tensione negativa attraverso un resistore di valore elevato (R_2). Con entrambi gli accorgimenti, ma specialmente col secondo, si ottiene l'interdizione di V_{2a} con tensioni assai più piccole.

Tecnicamente il circuito della figura 1 ha un solo difetto: quello di presentare una condizione, fra le molte possibili durante la regolazione, nella quale la ricezione avviene con forte distorsione. Essa è quella di passaggio fra le due condizioni estreme testè esaminate (silenzio-ricezione): V_{2b} è allora polarizzata al gomito inferiore della caratteristica griglia-placca, cioè in un punto ove la distorsione è massima. Se V_2 contiene due triodi ad alto μ, questa condizione si verifica per un ristretto intervallo della tensione di polarizzazione di V_{2a}; coi valori e le valvole della figura 1, tale intervallo si estende per qualche centesimo di Volt. Generalmente la distorsione si verifica per un breve istante mentre l'apparecchio viene sintonizzato, si aggiunge e confonde con quella tipica del ricevitore alquanto fuori di sintonia, e passa inosservata. Ma esiste indubbiamente, anche se improbabile, la possibilità che tale situazione si stabilizzi in condizioni di sintonia perfetta, con segnali deboli, appena in grado di sbloccare parzialmente il silenziatore.

Questo inconveniente si elimina in due modi:

1) Utilizzando una valvola con due griglie di comando. Ad una griglia si applica allora il segnale da amplificare; all'altra il segnale di comando. La griglia amplificatrice può allora lavorare sempre in un tratto rettilineo della caratteristica, e non si ha distorsione. La figura 2 mostra questo circuito, con l'impiego di una ECH4: si noti la necessità di una tensione negativa, dovuta al fatto che i due elementi dell'ECH4 hanno il catodo in comune.

2) Introducendo una discontinuità nel sistema di comando del silenziatore, in modo che la condizione di funzionamento *pericolosa* non sia stabile, ma possa verificarsi solo transitoriamente. Discuteremo questo accorgimento più tardi.

3. Silenziatori per MF.

Nel circuito del silenziatore per MA fin qui considerato la componente a c.c. fornita dal diodo rivelatore è perfettamente adatta a comandare il dispositivo. Essa tocca il massimo quando il ricevitore è sintonizzato, e diminuisce rapidamente ai due lati di tale posizione, grazie all'elevata selettività dei ricevitori per MA.

Nei ricevitori per MF le condizioni sono del tutto differenti. Il discriminatore classico non presenta alcun massimo di tensione per la frequenza dell'onda portante: ciò vale qualunque sia il punto del circuito

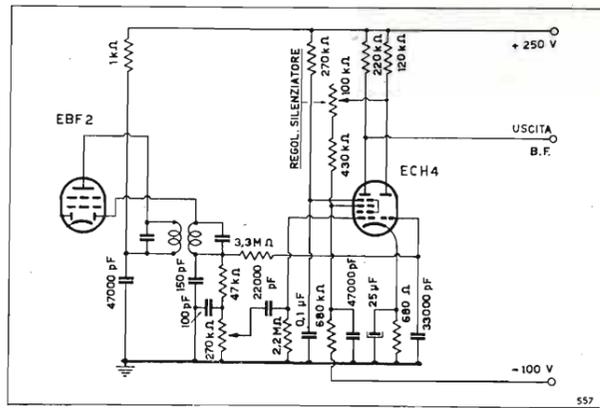



Fig. 2. — Altro silenziatore a modulazione di ampiezza. Può essere incorporato in un ricevitore senza indicatore di sintonia ed ha il vantaggio di essere privo di distorsione durante la regolazione.

preso in considerazione. Esistono bensì due massimi (in valore assoluto) ma generalmente situati ad oltre 100 kHz dalla portante. Lo stesso vale per i circuiti che fanno uso della EQ80 o di valvole analoghe.

Nel rivelatore cosiddetto *a rapporto*, esiste bensì un punto del circuito, nel quale compare una tensione, che tocca un massimo negativo per la frequenza della portante; ma tale massimo non è abbastanza ben definito, e perciò tale tensione può essere ultilizzata solo per la R.A.S. (regolazione automatica di sensibilità) e non per il silenziatore. Si tenga infatti presente che la banda passante dell'amplificatore a FI è sempre di 200 ÷ 250 kHz: perciò un segnale rivelato che sia funzione di quello a FI non può assicurare un funzionamento preciso del silenziatore. Anzi, è ovvio che la stessa imprecisione si riscontrerà nel funzionamento dell'indicatore di sintonia (occhio magico).

Per ovviare a questo inconveniente occorre aggiungere un apposito diodo, incaricato di fornire una tensione opportunamente rivelata, alimentato da circuiti fortemente selettivi, incaricati di restringere in modo cospicuo la banda passante.

La figura 3 mostra un circuito progettato secondo questi concetti. Si tratta di un circuito misto per MA ed MF, con due stadi di amplificazione a FI in comune.

Per la MA si noti che il diodo di V_1 è il consueto rivelatore, alimentato dal III trasformatore a FI-MA,

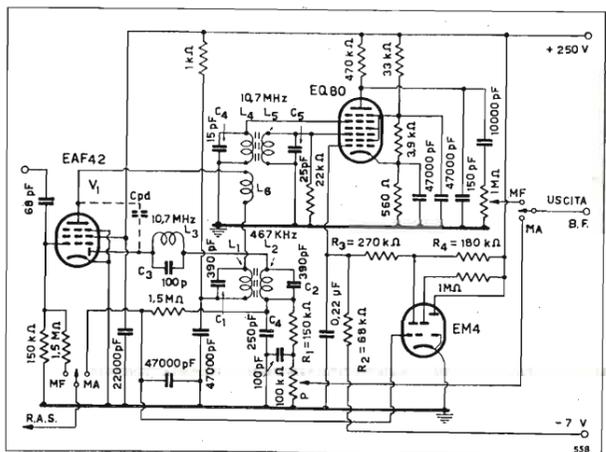



Fig. 3. — Circuito per ricevitore misto a modulazione di ampiezza e frequenza. Il silenziatore è in azione solo per la MF ed è del tipo privo di distorsione.

composto di L_1 C_1 ed L_2 C_2. Questo trasformatore, come del resto i due che lo precedono, è a basso fattore di merito con elevate capacità di accordo ed avvolgimenti di filo pieno, onde ottenere, con due valvole (delle quali una 6 BA6), una selettività ed un'amplificazione non molto superiori a quelle (sufficienti) che si ottengono solitamente con una valvola sola e trasformatori normali.

La presenza del circuito L_3 C_3, in serie al diodo rivelatore, non altera il funzionamento con MA, dato che questo circuito è tarato su 10,7 MHz. Al contrario, per la MF è il circuito L_2 C_2 che rimane inoperoso, mentre L_3 C_3 è accoppiato colla placca del pentodo EAF42 mediante la semplice capacità interelettrodica Cpd; tale accoppiamento molto lasco permette al circuito di avere una curva di selettività molto appuntita ottenuta cercando di costruire L_3 col massimo fattore di merito possibile, in pratica 100 ÷ 120. La banda passante di questo circuito (— 3 dB) risulta di circa ± 50 kHz, sensibilmente inferiore a quella dell'amplificatore a FI.

È chiaro che il diodo dell'EAF42 riceve segnale sia con FI di 467 kHz, sia con FI di 10,7 MHz. Con la modulazione di ampiezza esso fornisce la tensione rivelata, quella per la R.A.S. e quella per l'indicatore di sintonia.

Con modulazione di frequenza, la tensione rivelata (che compare sempre ai capi di $R_1 + P$) viene solo usata per l'indicatore di sintonia il quale, a sua volta, pilota il silenziatore. Per la MF il rivelatore dei segnali acustici è rappresentato da una EQ80 in unione ai circuiti L_4 C_4 ed L_5 C_5, essi pure tarati a 10,7 MHz. È solo sulla placca dell'EQ80 che compare il segnale a frequenza musicale.

Si è già detto che il silenziatore non è pilotato da una valvola apposita, ma dal triodo dell'occhio magico; questo circuito è consigliabile prevalentemente con l'EM4, utilizzando l'unità più sensibile. Si osserverà pure che la tensione di comando, prelevata dal divisore di tensione R_2 - R_3, è applicata alla prima griglia dell'EQ80, cioè ad un elettrodo che non riceve altro segnale: abbiamo dunque un tipo di silenziatore esente da distorsione. Il dispositivo è pure molto sensibile, perchè la prima griglia dell'EQ80 ha una caratteristica assai breve e bastano — 2 V per ottenere l'interdizione.

Il resistore di placca dell'indicatore di sintonia (R_4 = 180 kohm) è insolitamente ridotto allo scopo di poter mantenere bassi i resistori R_2 ed R_3 e per conseguenza la resistenza complessiva in serie alla prima griglia dell'EQ80. Se così non fosse fatto, si avrebbe un'autopolarizzazione per corrente di griglia, con riduzione del rendimento dell'EQ80. Anche coi valori proposti (praticamente non riducibili) la riduzione di rendimento è già sensibile, perchè sulla prima griglia, anche a silenziatore sbloccato, permane una polarizzazione negativa di 1 Volt con segnali deboli e di 0,5 V con segnali forti. Ora si tenga presente che la tensione a BF erogata dall'EQ80 non è esuberante neppure nell'impiego normale, cioè colla prima griglia direttamente collegata al catodo, e che la pendenza della prima griglia è elevata. I valori proposti rappresentano però un buon compromesso.

I risultati ottenuti da questo circuito con FI di 10,7 MHz sono buoni ma non veramente ottimi. La banda passante di ± 50 kHz è ancora troppo grande. Tuttavia l'indicatore di sintonia è discretamente preciso; infatti, anche nell'interno della banda passante, l'ampiezza del segnale varia alquanto (3 dB) e la posizione di accordo può essere praticamente individuata con errori di ± 25 kHz al massimo. Questo risultato è assai migliore di quello ottenibile facendo pilotare l'indicatore di sintonia dalla R.A.S.; anzi, ammesso che la FI abbia una banda passante larga quanto occorre (200 ÷ 250 kHz) si ritiene che l'indicatore di sintonia pilotato dalla R.A.S. sia praticamente inutile.

Anche per il silenziatore la banda passante è ancora troppo larga. Per segnali deboli, l'EQ80 rimane sbloccata per un intervallo di ± 80 kHz; questo valore è buono, ma il rendimento si riduce a circa metà, causa l'auto-polarizzazione della prima griglia. Con segnali forti il rendimento ritorna quasi normale, ma l'intervallo di sblocco sale a ± 200 kHz, valore eccessivo. Usando invece una FI di soli 5,35 MHz, la banda passante si può ridurre alla metà: una prova da noi fatta dimostra che allora il dispositivo funziona ottimamente. Altra soluzione possibile, ma non sperimentata da noi in pratica, è quella di impiegare, prima del diodo, almeno due circuiti accordati supppletivi: questa soluzione non permette più peraltro di impiegare l'EAF42, perchè la capacità fra le placche del diodo e del pentodo, sarebbe nociva.

Malgrado queste riserve, risulta in pratica che il circuito risponde allo scopo, che la posizione di perfetto accordo è sufficientemente bene individuata dall'indicatore di sintonia, e che con segnali non troppo forti il silenziatore elimina le due posizioni anomale di sintonia. I rumori di fondo sono soppressi in assenza di segnale, ma il silenziatore sblocca il ricevitore già quando esso è ancora abbastanza lontano dalla sintonia esatta, e perciò non elimina del tutto la possibilità di una ricezione distorta che peraltro si può eliminare osservando l'indicatore di sintonia.

Un'ultima osservazione nei riguardi della figura 3. Essa dimostra come, in ricevitori misti per MA ed MF, il silenziatore si possa ottenere utilizzando le valvole esistenti in un circuito convenzionale, senza aggiungerne altre. In tale circuito, usando l'accorgimento di applicare la tensione di comando ad un elettrodo apposito della EQ80, si elimina anche la possibilità di distorsioni, come già detto.

4. Silenziatore con rivelatore a rapporto.

Con l'impiego del discriminatore o del rivelatore a rapporto, l'applicazione del silenziatore è un po' più complessa.

La figura 4 mostra uno schema adatto per il rivelatore a rapporto, e progettato in modo che la regolazione avvenga con legge discontinua, onde evitare che il silenziatore dia distorsione.

La rivelazione a rapporto è ottenuta col doppio diodo V_2 in unione al trasformatore a FI, T_1. Il trasformatore T_2 ha il compito di restringere la banda passante: in questo caso si possono impiegare due circuiti accordati, perchè la capacità fra la placca di V_1 ed il diodo D_1 può essere resa piccola a piacere. Si ottiene così una banda passante più stretta che nel caso della figura 3, migliorando il funzionamento dell'indicatore di sintonia e del silenziatore. Come nella figura 3, il segnale rivelato da D_1, è applicato all'indicatore di sintonia, il quale pilota il silenziatore con la sua unità più sensibile.

Se ora la lampada al neon V_5 fosse sostituita da un resistore fisso, il funzionamento sarebbe molto simile a quello della figura 3, salva la possibilità di

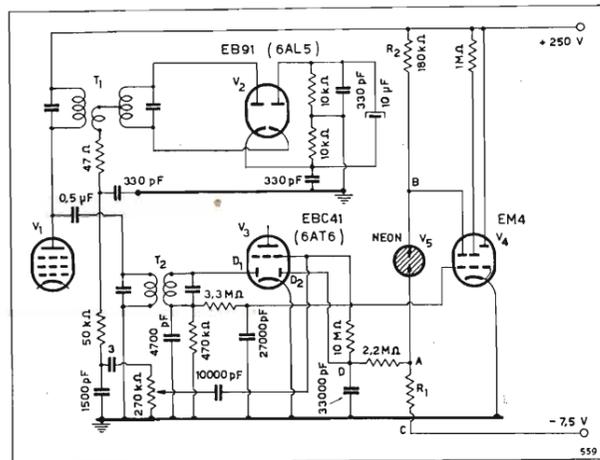



Fig. 4. — Circuito per ricevitore a modulazione di frequenza. La parte relativa alla modulazione di ampiezza può essere aggiunta, se richiesta; in tal caso il silenziatore, del tipo privo di distorsione, può agire sia con MF che con MA.

distorsione. Invece con V_5 accesa, la caduta di tensione ai suoi capi è praticamente costante: perciò le variazioni di tensione del punto B sono riprodotte quasi esattamente nel punto A, ciò che anzitutto aumenta di molto la sensibilità del dispositivo.

Il circuito funziona correttamente se dimensionato in modo che V_5 sia spenta in assenza di segnale applicato al diodo D_1. In tal caso la tensione V_B del punto B è bassa, e se $V_B + V_c < V_i$ (V_i = tensione di innesco della lampada al neon), la valvola al neon è spenta: si confronti la figura 5, dove è riportata genericamente, la caratteristica di una valvola al neon. Se la V_5 è spenta, i punti A, C, D (fig. 4) sono equipotenziali, ed il triodo di V_3 è interdetto (tensione di interdizione $\cong$ — 4,5 V), perchè la tensione di griglia è — 7,5 Volt.

Applicando un segnale a D_1 cresce la tensione V_B, e, raggiunta la condizione $V_B + V_C = V_i$, la valvola al neon innesca. Il passaggio di corrente produce le condizioni del punto 1 (fig. 5); la tensione ai capi di V_5 è V_m, mentre ai capi di R_1 avremo una tensione $V_R = V_i - V_m$. La tensione V_R dipende dalla caratteristica di V_5 ed è generalmente intorno a 15 V; dunque V_A diventa positivo, e tale rimane finchè V_5 è accesa. Ma V_D rimane egualmente intorno a — 1 V, perchè il diodo D_2 diventa conduttore: il triodo di V_3 è dunque sbloccato, e tale rimane finchè perdura la condizione $V_B + V_V > V_i$.

Diminuendo invece l'ampiezza del segnale, la tensione V_B diminuisce. La valvola al neon però, non si spegne quando $V_B + V_C$ ripassa per il valore V_i e neppure per valori leggermente inferiori (condizione 2, figura 5) ma solo quando si oltrepassa la condizione 3, cioè per $V_B + V_C < V_d$ (tensione di disinnesco).

Mentre V_i dipende solo dalle caratteristiche di V_5, V_d dipende da queste e dal valore di R_1. Se R_1 ha un valore appropriato, la condizione di disinnesco è raggiunta quando V_A è ancora positiva (o negativa di $1 \div 2$ Volt). Perciò il triodo di V_3 può amplificare correttamente finchè V_5 è accesa, mentre è sempre interdetto se V_5 è spenta (polarizzazione — 7,5 V). La condizione $V_A = V_D$ = — 4,5 V (tensione di interdizione: distorsione) non è stabile e può prodursi solo transitoriamente.

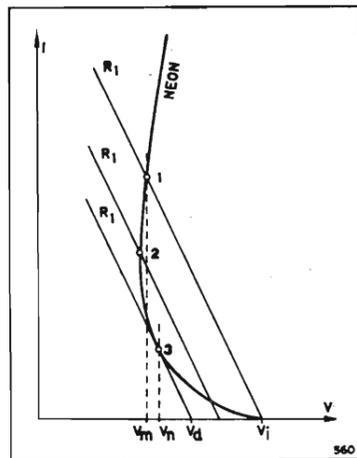



Fig. 5. — Caratteristica di una valvola al neon. Serve a spiegare il funzionamento del circuito di figura 4.

Dimensionando opportunamente R_1 qualunque tipo di lampadina al neon può servire, anche i piccoli tipi da pannello, se privati del resistore addizionale. Esemplari ad innesco instabile sono rari. Se la tensione di innesco è troppo elevata, si può collegare V_5 ad una presa intermedia di R_2.

Riteniamo che questo tipo di circuito si possa applicare in molti altri casi e perciò ne abbiamo parlato diffusamente. Ad esempio si può impiegarlo per trasformare una tensione alternativa di qualsiasi forma d'onda, in un'altra isofrequenziale, di costante ampiezza e forma d'onda quadra. Non siamo certi che il circuito sia inedito, ma non l'abbiamo trovato impiegato altrove.

(145)

IL RUMORE DI FONDO NEI RADIORICEVITORI

ING. PROF. ENRICO PAOLINI

SOMMARIO - Sono esaminate qualitativamente, ed in molti casi quantitativamente, le sorgenti di rumore di fondo in un radioricevitore. Dalle formule ricavate o citate e dai dati sperimentali riportati, si possono dedurre, in sede di progetto, con una certa approssimazione, i valori della resistenza equivalente di fruscio all'ingresso del ricevitore, e della d.d.p. equivalente di fruscio ai morsetti di entrata. Sono esposti i diversi metodi di misura dei parametri riguardanti il rumore di fondo ed il rapporto « segnale-disturbo », e sono date alcune direttive intese a migliorare tale rapporto.

1. Generalità.

La realizzazione degli amplificatori a tubi aveva permesso in un primo momento di sperare che fosse possibile amplificare qualsiasi tensione, comunque piccola fosse; ma è stato subito mostrato che, se non vi è alcun limite nel guadagno dell'amplificatore, vi è però un limite, per così dire, nel « potere risolutivo » dell'amplificatore stesso, analogamente a quanto avviene nel microscopio.

Einstein aveva sin dal 1905 previsto, e successivamente Johnson aveva verificato sperimentalmente, che la differenza di potenziale agli estremi di un circuito accordato non è nulla, perchè l'agitazione termica degli elettroni all'interno dei conduttori o dei semiconduttori dà luogo ad una fluttuazione di potenziale di valore *medio* nullo, ma di valore istantaneo diverso da zero.

D'altro canto Schottky nel 1918, mentre riaffermava che l'effetto Einstein doveva causare una limitazione all'utilizzazione dell'amplificatore, mostrava anche che gli elettroni emessi in modo discreto dal catodo di un tubo elettronico non possono dare una corrente rigorosamente continua, cioè uniforme, comunque piccolo sia l'intervallo di tempo che si considera, bensì vi deve essere anche una fluttuazione alternativa di corrente. Questo fenomeno, che porta il nome dello scopritore, costituisce un'altra causa di limitazione all'impiego degli amplificatori.

Sia la fluttuazione spontanea di potenziale nei circuiti, sia la fluttuazione di corrente nei tubi, essendo entrambi fenomeni casuali sono definibili per mezzo del loro *valore quadratico medio*, cioè del loro valore efficace. Esse danno luogo ad un « rumore di fondo », o *fruscio*, d'uscita dell'amplificatore il quale non è in alcun modo eliminabile.

Alle due principali cause di fruscio, sovraricordate, vanno aggiunte le seguenti:

a) Nel caso di amplificatore al cui ingresso sia collegato qualche sistema radiante, come nei radioricevitori, esiste la perturbazione di origine atmosferica ed extraterrestre, la quale, assai elevata in certe bande di frequenza, è prevalentemente dovuta all'emissione dell'atmosfera ed alla radiazione solare. Essa induce nell'antenna forze elettromotrici fluttuanti di valore efficace diverso da zero. In tale effetto è inclusa anche la radiazione cosmica proveniente dagli spazi interplanetari.

b) La irregolarità della emissione catodica, e le eventuali correnti ioniche danno una ulteriore fluttuazione di corrente nei tubi, il cui effetto è chiamato « Flickereffekt » o « Funkeleffekt », da non confondersi con l'effetto Schottky relativo alla regolare emissione elettronica del catodo, e che costituisce una ulteriore sorgente di fruscio.

c) La incostanza della resistenza dei conduttori quando essi vengano percorsi da corrente, continua od alternata, dà luogo ai loro estremi ad una fluttuazione di tensione con valore quadratico medio non nullo.

d) Possono sommarsi al rumore di fondo anche le interferenze dovute agli apparecchi elettrici vicini.

Affinchè un segnale sia percettibile all'orecchio, o a mezzo di qualche indicatore ottico (ad esempio: un tubo a raggi catodici) occorre che esso si distingua dal fruscio o per intensità o per forma, e la sensibilità dell'amplificatore è praticamente definita dalla tensione di segnale applicata ai morsetti di entrata, la quale dia all'uscita una tensione che sta in un determinato rapporto rispetto a quella dovuta al rumore di fondo dell'apparecchio. Il valore del fruscio limita quindi la utilizzazione dell'amplificatore.

Nei paragrafi seguenti vengono esaminate separatamente le cause principali del rumore di fondo e sono esposti i punti principali delle teorie che lo regolano; apparirà così su quali parametri elettrici e meccanici si deve operare da parte dei costruttori di tubi e da parte di coloro che li utilizzano, per ottenere amplificatori con il minimo fruscio possibile.

Diversi autori ([1]) trattano diffusamente del problema del rumore di fondo, e giova far qui notare che le esperienze effettuate al riguardo costituiscono alcune tra le più semplici verifiche delle teorie statistiche della fisica moderna.

2. Effetto termico.

Le relazioni che regolano la fluttuazione spontanea di tensione agli estremi dei circuiti si possono ricavare per analogia con considerazioni termodinamiche relative alla teoria cinetica dei gas, di cui qui si ricordano i principali risultati.

La teoria cinetica dei gas si basa sull'ipotesi che la pressione p del fluido sulle pareti del recipiente sia dovuta agli urti delle molecole del gas stesso, in moto assolutamente disordinato. Si ottiene da un semplice calcolo che:

$$p = \frac{n\, m\, v^2}{3} \; ;$$

([1]) BEDEAU M. F.: *Théorie et technique du bruit de fond*, H. Hermann e C., Parigi, 1937; ROTHE H. - KLEEN W.: *Elektronenroehren als Verstaerker*, Akademische Verlagsgesellschaft, Lipsia, 1940; MOULLIN E. B.: *Voltage Fluctuations*, University Press, Oxford, 1938; PIERCE J. R.: «Bell S. T. J.», XXVII, genn. 1948, p. 158.

in cui: n è il numero di molecole per unità di volume, m è la massa di ogni molecola e v è il *valore quadratico medio* delle velocità delle n molecole, le quali hanno velocità v_i fra loro differenti, cioè:

$$v^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} v_i^2 .$$

Dalla relazione suddetta, moltiplicando per il volume V di una grammomolecola, si ha:

$$p\,V = \frac{1}{3}\, n\, V\, m\, v^2 = \frac{1}{3}\, N\, m\, v^2 ;$$

in cui N è il numero di Avogadro ($N = 6{,}02 \times 10^{23}$ molecole per grammomolecola). Ma nei gas perfetti si ha $pV = RT$, in cui T è la temperatura assoluta e R la costante dei gas perfetti, si ricava quindi:

$$[1] \qquad T = \frac{1}{3}\,\frac{N}{R}\, m\, v^2 ;$$

in cui $R = 8{,}32 \times 10^{-14}\ \mathrm{m^2 \cdot kg \cdot s^{-2}\ gradi^{-1}} = 1{,}386$ Cal.

Si consideri ora, ad esempio, una grammomolecola di gas monoatomico. L'energia cinetica complessiva, essendo dovuta solo alla velocità di traslazione delle sue molecole, è: $U = N\, m\, v^2/2$; e quindi:

$$U = \frac{3}{2}\, R\, T .$$

Nella temperatura assoluta T si ha perciò la misura del contenuto energetico, sotto forma di energia cinetica del gas. L'energia cinetica media E per molecola monoatomica è quindi:

$$E = \frac{3}{2}\,\frac{R}{N}\, T = \frac{3}{2}\, k\, T ,$$

in cui k è la costante di Boltzmann ($k = 1{,}37 \times 10^{-23}$ Joule-gradi^{-1}).

Lo stato di agitazione di una molecola monoatomica, considerata quale massa puntiforme, è determinata dalle tre componenti della sua velocità; tale molecola è pertanto un sistema con tre gradi di libertà.

La distribuzione media dell'energia cinetica nelle tre componenti del moto è definita dal *principio di equipartizione dell'energia*, la cui dimostrazione è riportata nei testi di meccanica statistica; qui per brevità la si omette. Questo principio dice che, nel moto assolutamente disordinato di un insieme di corpi, per ogni grado di libertà compete, *in media*, la stessa energia.

Ad ogni grado di libertà compete, dunque, mediante l'energia cinetica $kT/2$ nel caso di molecola monoatomica.

Per una molecola biatomica di gas, cioè con 5 gradi di libertà (perchè la rotazione del sistema attorno all'asse congiungente le masse puntiformi dei due atomi non ne altera lo stato di moto) l'energia cinetica totale è invece:

$$\frac{5}{2}\, k\, T .$$

Con felice intuizione, confermata poi dall'esperienza, è stato ammesso che, anche l'energia potenziale, se il sistema ne possiede non trattandosi allora delle molecole di un gas perfetto, si ripartisce pure nello stesso modo tra i diversi gradi di libertà, e che il suo ammontare sia uguale a quello dell'energia cinetica, cioè $k\,T/2$ per ogni grado di libertà.

Queste considerazioni sono state estese anche al moto di particelle in sospensione di corpuscoli (moti browniani), i quali, chiaramente visibili al microscopio, hanno dato altresì conferme sperimentali delle relazioni trovate.

Il fruscio dei circuiti elettronici, constatato sperimentalmente dai costruttori di amplificatori, è stato messo in relazione alle considerazioni teoriche sul moto delle molecole che erano state svolte in precedenza, e ne è stata data una plausibile spiegazione che ben accorda le teorie generali della termodinamica e della meccanica con i risultati sperimentali. Senza volere investigare la natura del legame esistente tra gli atomi del conduttore e gli elettroni appartenenti alle orbite più esterne dei singoli atomi, si possono però considerare gli elettroni stessi, purchè non sottoposti a campi elettrici, in moto assolutamente disordinato, paragonabile a quello delle molecole di un gas, mutuamente inserendosi ed espellendosi nei singoli edifici atomici.

Al moto di tali cariche si possono applicare le relazioni ricordate sopra, ed in particolare la legge di equipartizione dell'energia.

Per analogia con la relazione quantitativa suddetta che lega l'energia ai gradi di libertà del moto disordinato di un corpuscolo, può supporsi l'esistenza di una relazione che leghi l'energia interna ai gradi di libertà in un qualsiasi sistema. È stato ammesso che la relazione sia ancora la stessa cioè l'energia totale (cinetica e potenziale) sia $k\,T$ per ogni grado di libertà, indipendentemente dalla natura del sistema.

Questo enunciato, intuito da Einstein fin dal 1905, prende il nome di *equazione di Einstein*.

Si consideri ad esempio un circuito oscillatorio lineare (circuito elettrico formato da induttanza e capacità, circuito meccanico formato da massa ed elasticità, ecc.): esso è un sistema ad un grado di libertà, cioè basta fissare un solo parametro, ad esempio una corrente od una tensione in uno dei suoi elementi, per definirne completamente lo stato, cioè le correnti e tensioni in ogni altro elemento.

Nel circuito oscillatorio lineare i tipi di energia suscettibili di essere prodotti sono due (elettrostatica e magnetica nel circuito elettrico; cinetica e potenziale elastica nel circuito meccanico; ecc.). Quindi al grado di libertà considerato corrisponde complessivamente l'energia interna di fluttuazione $k\,T$ (2). Non altrettanto può dirsi ad esempio per un tronco di linea, il quale, avendo infiniti modi di vibrazioni naturali, non dà luogo ad uno stato definito fissando la legge di variazione della tensione o della corrente in un numero finito dei suoi punti.

Anche se il circuito elettrico non è formato da induttanza e capacità localizzate, ma è costituito semplicemente da una massa di materiale conduttore, vi è sempre energia elettrostatica e magnetica provocata dall'agitazione disordinata degli elettroni.

Tra due punti della massa del conduttore nascono quindi d.d.p. di fluttuazione, e quindi un campo elettrico nel quale può essere posta una seconda massa conduttrice. Gli elettroni liberi di questa seconda massa saranno allora sottoposti ad una forza e circolerà una corrente di fluttuazione. La energia relativa a questa corrente è fornita a spese dell'energia

(2) Nyquist H.: « Phys. Rev. », 1927, XXIX, p. 614 e « Phys. Rev. », 1928, XXXII, p. 16; Johnson J. B.: « Phys. Rev. », 1928, XXXII, p. 37.

esistente nella prima massa conduttrice, cioè a spese della sua temperatura T, la quale dovrebbe diminuire mentre la temperatura della seconda massa dovrebbe aumentare. Ma anche la prima massa conduttrice è nel campo elettrico dato dalle d.d.p. di fluttuazione generate dalla seconda massa. Nella prima massa, circolando corrente, viene consumata energia che riscalda la prima massa a spese della seconda massa che si dovrebbe invece raffreddare. Poichè entrambe le masse conduttrici prima e dopo l'avvicinamento sono e restano alla temperatura T ambiente, vuol dire che le energie che si scambiano sono uguali.

Indipendentemente dall'analisi armonica della fluttuazione di tensione, questo scambio di uguali quantità di energia vale anche per un qualsiasi intervallo di frequenza. Se si inserisce fra i due conduttori un circuito accordato che lasci passare solo componenti di frequenza compresa in un certo intervallo Δf, per assurdo si vede subito che, rimanendo i due conduttori alla stessa temperatura ambiente, lo scambio di energia deve essere uguale.

Fra le diverse dimostrazioni (3) date per determinare l'espressione della f.e.m. di fluttuazione, la più semplice è quella esposta da Nyquist. Si considerino due conduttori di resistenza R, collegati tra loro da una linea non dissipativa di lunghezza l (fig. 1), lungo la quale le perturbazioni elettriche si propaghino con la velocità di propagazione c.

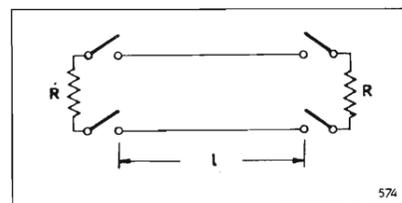



Fig. 1. — Fluttuazione di energia in una linea collegante due resistenze.

Le fluttuazioni di tensione della resistenza R di sinistra danno luogo ad una migrazione di energia sulla linea verso la R di destra e le fluttuazioni di tensione della R di destra danno luogo ad una migrazione di una uguale quantità di energia verso la R di sinistra. Stabilite le condizioni di regime si interrompa la linea ai suoi estremi, rimanendo così immagazzinata sulla linea stessa l'energia che stava migrando. La linea così isolata può risuonare su infinite frequenze, multiple secondo tutta la successione di numeri interi, di $c/(2\,l)$ che è la frequenza fondamentale della linea. Nell'intervallo di frequenza $\Delta f \gg c/(2\,l)$ si hanno quindi $2\,l\,\Delta f/c$ modi spontanei di vibrazione e quindi altrettanti gradi di libertà. Poichè ad ognuno di questi corrisponde l'energia $k\,T$ di « agitazione elettronica », l'energia complessiva è $2\,l\,k\,T\,\Delta f/c$.

Ma, per ragioni di simmetria, questa energia è fornita in parti uguali dai due generatori R nel tempo l/c impiegato dalla perturbazione a percorrere la linea, e quindi ogni generatore fornisce la potenza:

$$[3] \qquad P = k\,T\,\Delta f .$$

(3) Nyquist H.: « Phys. Rev. », 1928, XXXII, p. 110; Moullin E. B. - Ellis H. D. M.: J.I.E.E., 1934, LXXIV, p. 323.

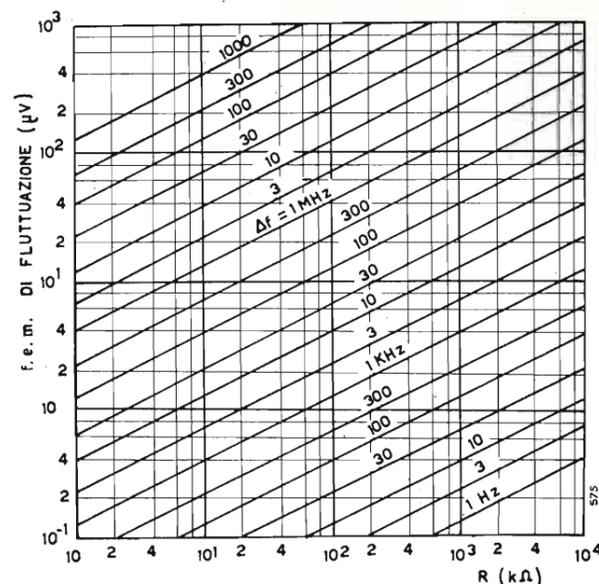



Fig. 2. — Diagramma della f.e.m. di fluttuazione in una resistenza, in funzione dell'intervallo di frequenza.

Se si indica con e^2 il quadrato del valore efficace della fluttuazione della f.e.m. in una delle resistenze R nell'intervallo di frequenze Δf il quadrato medio della corrente di fluttuazione è: $e^2/(4\,R^2)$; quindi la potenza P fornita da una delle resistenze R all'altra è:

$$[4] \qquad P = e^2/(4\,R) .$$

Dalla [3] si ricava:

$$[5] \qquad e^2 = 4\,k\,R\,T\,\Delta f .$$

La [5] dà il valore efficace in volt della f.e.m. totale di fluttuazione che si sviluppa nella sola resistenza R, espressa in ohm, alla temperatura assoluta T, espressa in gradi, entro l'intervallo di frequenza Δf, espresso in hertz.

È da notare che per Δf infinito anche la f.e.m. e diviene infinita. Data una f.e.m. di fluttuazione e si può definire come resistenza *equivalente* di fruscio quella che, nella gamma Δf determinata, genera tale f.e.m. e. Nella figura 2 sono riportati i valori in volt delle f.e.m. e di fluttuazione in funzione della R e della gamma di frequenza Δf, per temperature ambienti di 20 gradi.

Se la resistenza R effettiva, o la componente ohmica di un circuito, entro la gamma di frequenza $\Delta f = f_2 - f_1$ non è costante, la [5] diviene, evidentemente:

$$[6] \qquad e^2 = 4\,k\,T \int_{f_1}^{f_2} R\, \mathrm{d}f ;$$

quale è appunto applicabile nel caso della f.e.m. generata ai morsetti di un circuito qualsiasi di cui R è la componente ohmica. Quando R non è lineare (ad esempio, il circuito contenga dei raddrizzatori), il problema si complica assai, ed un caso limite verrà trattato in seguito.

Si consideri il circuito risonante con elementi in serie di figura 3, in cui R_s è la resistenza effettiva, o riportata, in serie all'induttanza L.

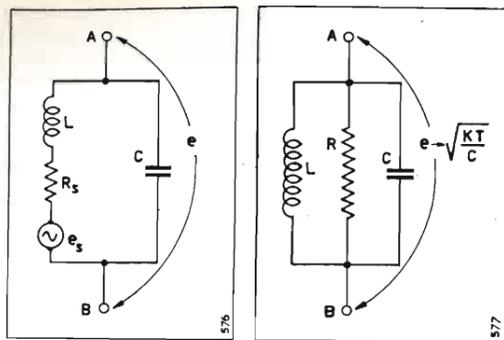



Fig. 3. — Fluttuazione di f.e.m. agli estremi di un circuito accordato in parallelo, con induttanza affetta da perdite.

Fig. 4. — Fluttuazioni di f.e.m. in tutta la gamma di frequenza sviluppate in un circuito costituito da L, R e C in parallelo.

La R_s, come ogni altra resistenza, sviluppa nell'intervallo Δf nell'intorno della risonanza una f.e.m. e_s definita dalla relazione:

$$e_s^2 = 4\,k\,T\,R_s\,\Delta f\ .$$

Questa f.e.m. dà luogo ad una d.d.p. e agli estremi A e B del circuito di figura, del quale indichiamo con $Q = \omega_0\,L/R_s$ il coefficiente di risonanza, data dalla relazione:

$$[7] \qquad e^2 = Q^2\,e_s^2 = 4\,k\,T\,\frac{\omega_0^2\,L^2}{R_s}\,\Delta f = 4\,k\,T\,R_c\,\Delta f\ ,$$

in un limitato intorno della frequenza di risonanza, dove $R_c = \omega_0^2\,L^2/R_s$ è la resistenza *equivalente* del circuito tra i punti A e B. Si vede quindi che il circuito, nei riguardi della generazione di fruscio, si comporta nell'intorno della risonanza come una pura resistenza, uguale alla sua resistenza equivalente.

La f.e.m. definita dalla espressione di Nyquist, che si localizza agli estremi di una resistenza o di un circuito può considerarsi come quella di un generatore «a vuoto».

La espressione [5] applicata singolarmente ad ognuna di 2 resistenze R_1 ed R_2 connesse in parallelo, permette di ricavare la f.e.m. di fruscio dell'insieme. Infatti alle temperature T_1 e T_2 in un intervallo di frequenza Δf, è:

$$e_1^2 = 4\,k\,T_1\,R_1\,\Delta f\ , \qquad e_2^2 = 4\,k\,T_2\,R_2\,\Delta f\ ;$$

in cui e_1 ed e_2 sono le due f.e.m. di fruscio generate separatamente da R_1 ed R_2.

Per la presenza della sola e_1, la d.d.p. tra i terminali comuni A e B risulta:

$$e_1\,\frac{R_2}{R_1 + R_2}\ ,$$

e per effetto della sola e_2 la d.d.p. tra A e B è:

$$e_2\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}\ .$$

Trattandosi di due d.d.p. contemporaneamente esistenti, del tutto caotiche, la risultante e si ottiene sommando in quadratura queste due d.d.p. di fluttuazione:

$$e^2 = 4\,k\,R_1\,R_2\,\frac{T_1\,R_2 + T_2\,R_1}{(R_1 + R_2)^2}\,\Delta f$$

se $T_1 = T_2 = T$ la d.d.p. e agli estremi A e B diviene:

$$e = 4\,k\,T\,\frac{R_1\,R_2}{R_1 + R_2}\,\Delta f\ ,$$

cioè pari alla f.e.m. di fluttuazione generata da una resistenza uguale al parallelo di R_1 con R_2, come era logico attendersi.

Le diverse espressioni che danno, nei vari casi, il rumore di fondo per effetto termico sono tutte indipendenti dalla frequenza media dell'intervallo Δf in cui si considera il fruscio. È facile calcolare il fruscio generato da un circuito accordato qualsiasi in tutta la gamma di frequenza. Se L, C ed R sono induttanza, capacità e resistenza (vera o riportata) collegate in parallelo (fig. 4) il quadrato della fluttuazione di tensione agli estremi è:

$$e^2 = 4\,k\,T \int_0^\infty X\,\mathrm{d}f\ ,$$

in cui X è la componente resistiva in serie dell'impedenza del circuito, e si può dimostrare (4) che $e^2 = k\,T/C$, cioè indipendente dalla resistenza del circuito stesso.

Per eseguire misure di d.d.p. di alcuni microvolt, quali sono quelle del fruscio, occorre impiegare un amplificatore. La ammettenza di entrata di questo è in parallelo al circuito da misurare, e affinchè i calcoli risultino semplificati bisogna «compensare» la componente reattiva, tenendo solo conto della componente resistiva dell'ammettenza di entrata.

Se la misurazione viene fatta con un indicatore collegato all'uscita dell'amplificatore di guadagno noto G(*f*) in funzione della frequenza f, la d.d.p. di fruscio all'uscita v_u^2 è funzione della d.d.p. di fruscio e di entrata e precisamente:

$$v_u^2 = \int_{\Delta f} \mathrm{G}^2(f)\,e^2\,\mathrm{d}f = 4\,k\,T \int_{\Delta f} \mathrm{G}^2(f)\,R\,\mathrm{d}f\ .$$

Se nell'intervallo Δf la R è costante si ha:

$$v_u^2 = 4\,k\,T\,R \int_{\Delta f} \mathrm{G}^2(f)\,\mathrm{d}f\ .$$

La espressione sotto segno di integrale è la superficie compresa nell'intervallo Δf, tra il grafico ottenuto innalzando al quadrato le ordinate della curva di risposta dell'amplificatore e l'asse delle frequenze.

3. Effetto granulare in assenza di carica spaziale.

L'emissione elettronica I_0 da parte di un elettrodo alla temperatura T è espressa dalla formula di Richardson:

$$I_0 = A\,T^2\,\varepsilon^{-b/T}\ ;$$

in cui A e b sono costanti dipendenti dalla natura del materiale costituente l'elettrodo ed ε è la base dei logaritmi naturali. Indicando la carica dell'elettrone con $q = 1{,}6 \times 10^{-19}$ coulomb e con V_0 la tensione in volt corrispondente alla velocità media di uscita degli elettroni dall'elettrodo alla temperatura T, si ha notoriamente:

$$[8] \qquad q\,V_0 = k\,T\ .$$

(4) Paolini E.: «A. F.», XXI, ag. 1952, p. 199.

Ad esempio, con elettrodo ad ossidi $T \simeq 1100$°K risulta $V_0 \simeq 0{,}1$ volt. Questi elettroni, emessi con velocità e direzione diverse, possono essere tutti raccolti da un altro elettrodo (anodo), purchè la sua tensione V, rispetto all'elettrodo emittente (catodo) sia sufficientemente elevata, ed in tal caso la corrente nel diodo prende il nome di corrente di *saturazione*. Il moto di ogni elettrone dal catodo all'anodo non è influenzato dalla presenza degli altri elettroni anch'essi in moto, perchè in virtù della elevata velocità ogni elettrone è ad una notevole distanza media dagli altri. Nessun elettrone ricade sul catodo, tutti procedono con moto uniformemente accelerato e non vi è nessun addensamento particolare di elettroni lungo il percorso. L'emissione avviene cioè in assenza di *carica spaziale*.

L'emissione catodica, essendo completamente casuale, dà luogo ad una corrente non rigorosamente uniforme; in tempuscoli uguali e successivi il numero degli elettroni emessi dal catodo può essere diverso.

Inoltre il moto discreto dello spostamento delle cariche di valore finito q, dà luogo ad un passaggio di elettricità disuniforme e quindi ad una fluttuazione di corrente attorno ad un valore medio costante chiamato effetto Schottky, o «Schroteffekt», o *effetto granulare*.

Si supponga che l'emissione di un elettrone avvenga ritmicamente ad ogni intervallo di tempo θ molto grande, ad esempio alcuni secondi, e sia τ il tempo di transito, molto piccolo di fronte a θ.

La corrente i_1 di cui si vuole calcolare l'espressione, può esprimersi con una serie di Fourier:

$$i_1 = a_0 + \sum_1^\infty a_n \operatorname{sen} \frac{2\,\pi\,n\,t}{\theta} + \sum_1^\infty b_n \cos \frac{2\,\pi\,n\,t}{\theta}\ .$$

Ammettendo che l'inizio di ogni periodo θ coincida con l'inizio di ogni tempuscolo τ, e tenendo presente che nell'intervallo di tempo $\theta - \tau$ non passa corrente si ha:

$$a_0 = \frac{1}{\theta} \int_0^\theta i\,\mathrm{d}t = \frac{1}{\theta} \int_0^\tau i\,\mathrm{d}t = \frac{q}{\theta}\ .$$

Entro il piccolo intervallo di tempo τ, $\operatorname{sen} \dfrac{2\,\pi\,n\,t}{\theta} \simeq 0$ e $\cos \dfrac{2\,\pi\,n\,t}{\theta} \simeq 1$ si ha così:

$$a_n = \frac{2}{\theta} \int_0^\theta i \operatorname{sen} \frac{2\,\pi\,n\,t}{\theta}\,\mathrm{d}t \simeq 0\ ,$$

$$b_n = \frac{2}{\theta} \int_0^\theta i \cos \frac{2\,\pi\,n\,t}{\theta}\,\mathrm{d}t = \frac{2}{\theta} \int_0^\tau i \cos \frac{2\,\pi\,u\,t}{\theta}\,\mathrm{d}t \simeq \frac{2\,q}{\theta}\ ;$$

quindi:

$$[9] \qquad i_1 = \frac{q}{\theta} + \frac{2\,q}{\theta} \sum_1^\infty \frac{2\,\pi\,n\,t}{\theta}\ .$$

Ad ogni variazione di frequenza pari ad $1/\theta$ vi è un termine della sommatoria. Entro l'intervallo di frequenza Δf cadono $\theta \Delta f$ termini della sommatoria; e queste componenti sono tutte di uguale ampiezza $2\,q/\theta$ e di valore efficace $\sqrt{2}\,q/\theta$, ma di frequenza diversa. Poichè nei casi pratici le componenti sono molte ed in un istante generico si sommano con fasi del tutto caotiche, il quadrato del valore efficace della risultante i_r è pari al numero delle componenti $\theta \Delta f$ moltiplicato per il quadrato del valore efficace di una di esse:

$$i_r^2 = \frac{2\,q^2}{\theta}\,\Delta f\ .$$

Se la corrente emessa dal catodo è costituita da N elettroni ad ogni tempo θ, ognuno di questi dà luogo ad uno sviluppo analogo alla [9], in cui vi sono però fasi diverse e caotiche nei singoli termini della sommatoria rispetto alle fasi dei rispettivi termini della [9] stessa.

La corrente continua complessiva è $I_0 = Nq/\theta$, ed il quadrato della risultante i^2 è uguale alla somma dei quadrati delle componenti:

$$[10] \qquad i^2 = N\,i_r^2 = \frac{2\,q^2\,N\,\Delta f}{\theta} = 2\,q\,I_0\,\Delta f\ .$$

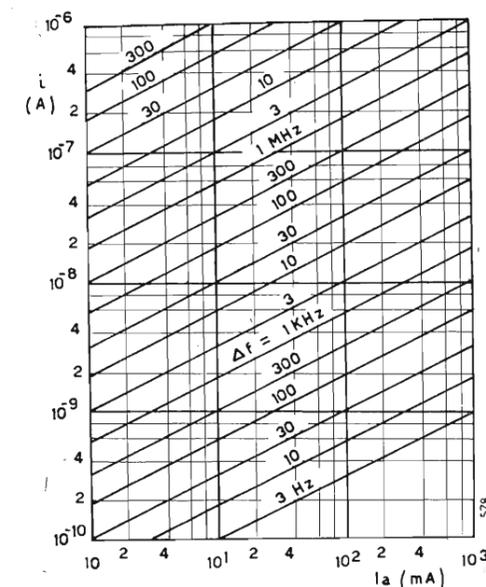



Fig. 5. — Diagramma della fluttuazione di corrente in un diodo privo di carica spaziale, in funzione della corrente continua I_a e dell'intervallo di frequenza.

Questa relazione dovuta a Schottky (5), è stata ottenuta sovrapponendo gli effetti elementari del moto di ogni singolo elettrone, nella supposizione che il moto di questi non influenzi e non sia influenzato dalla presenza e dal moto degli altri elettroni, cioè in assenza di carica spaziale. In figura 5 è indicato il valore di i in funzione della corrente continua di saturazione I_a e per diversi Δf.

Quando il valore efficace della corrente di fruscio i circola in una impedenza di modulo $|Z|$, ad esempio posta in serie al diodo, senza che peraltro questa riduca la corrente di saturazione del tubo, la caduta di tensione di fruscio v a cui dà luogo è definita dalla relazione:

$$[11] \qquad v^2 = 2\,q\,I_a\,|Z|\,\Delta f\ .$$

(5) Schottky W.: «Ann. der Phys.», LVII, 1918, p. 541.

Anche nei diodi nei quali il potenziale dell'anodo è minore, o di poco maggiore, di quello del catodo, come Schottky ha mostrato [6], si può ancora applicare la relazione [10] purchè non vi sia influenza mutua tra gli elettroni, e la caduta di tensione tra catodo ed anodo sia uniforme. La resistenza interna R_a del tubo nel tratto iniziale delle caratteristiche, è data da [7]:

$$R_a = \frac{dV_a}{dI_a} \backsim \frac{V_0}{I_a}, \qquad [11']$$

in cui V_0 è la velocità media in volt di uscita degli elettroni dal catodo alla temperatura T, ed inoltre è $|V_a| \gg |V_0|$. Dalle relazioni [10], [8] e [7] risulta:

$$i^2 = \frac{2\,q\,V_0}{R_a}\Delta f = \frac{2\,k\,T}{R_a}\Delta f = 4\,k\frac{T}{2}R_a\,\Delta f \cdot \frac{1}{R_a{}^2} = \frac{e^2}{R_a{}^2}.$$

Cioè la fluttuazione di corrente è pari alla fluttuazione di tensione che si avrebbe in una resistenza uguale alla interna R_a del tubo, ad una temperatura metà di quella del catodo, divisa per la R_a stessa.

Si può avere intuitivamente una giustificazione di ciò considerando che in una resistenza usuale gli elettroni possono fluttuare indifferentemente nei due sensi, ed i quadrati delle correnti di fruscio si sommano. Nello spazio interelettrodico invece le cariche possono circolare solo in un verso ed il quadrato della fluttuazione si dimezza.

(continua)

(6) Schottky W.: « Zeit. f. Phys. », CIV, 1937, p. 248.

COLLEGAMENTO A ONDE METRICHE OLTRE LA PORTATA OTTICA

DOTT. ING. ALBERICO CERUTTI
della RAI

La particolare posizione della città di Sondrio, separata dalla pianura padana dal complesso delle Alpi Orobiche, con cime di altezza compresa fra 2000 e 3000 metri, non consente nella città una soddisfacente ricezione delle principali stazioni italiane a onde medie che diffondono il Secondo Programma. Il problema già da tempo aveva attirato l'attenzione della RAI, ma non fu possibile risolverlo, come in altri casi, con l'impianto di una stazione ripetitrice locale a onda media, per la carenza, nella zona, di linee telefoniche adatte a trasmettere un programma radiofonico.

Dopo l'entrata in servizio di diverse stazioni a onde metriche modulate di frequenza, si constatò che esse venivano ricevute assai bene anche in vari luoghi non in vista delle stazioni e che di questa circostanza era possibile approfittare per reirradiare il programma ricevuto per mezzo di stazioni ad onda media locali.

Prove di ricezione in Sondrio della stazione del Monte Penice MF II (89.9 MHz) ebbero però esito negativo. Si constatò invece che la ricezione della stazione in discorso era buona in località relativamente elevate sul fianco nord della valle. Si decise pertanto di installare un posto ricevente in una di queste località, che fosse facilmente accessibile e provvista di allacciamento elettrico e dalla quale con una breve linea telefonica fosse possibile raggiungere il fondo della valle per alimentare qui una stazione ripetitrice installata in vicinanza della città.

Fig. 2. — Collegamento a onde metriche Monte Penice - Sondrio: profilo altimetrico.

Fig. 1. Collegamento a onde metriche Monte Penice - Sondrio: antenna ricevente.

Il problema è stato risolto agevolmente grazie alla preziosa collaborazione della Società Vizzola che ha consentito di installare il posto ricevente (fig. 1) alla quota di 940 m sul mare presso l'edificio di guardia della condotta forzata del suo impianto idroelettrico del Mallero e la stazione ripetitrice ad onda media presso la sottostante centrale a 3 km da Sondrio. Il posto ricevente è collegato alla stazione ripetitrice da una linea telefonica aerea lunga circa un chilometro. La stazione ripetitrice è costituita da due complessi da 100 W, di cui uno di riserva, ed eroga l'energia a radiofrequenza su linee telefoniche che la convogliano verso Sondrio. Ambedue gli impianti sono a funzionamento automatico.

Fra il posto ricevente e il Monte Penice, distante 162 km, sono interposti imponenti ostacoli montani (fig. 2) e la ricezione ha probabilmente luogo per diffrazione dell'onda sulle creste degli stessi.

Si è creduto di dare notizia di questo collegamento poichè esso, a differenza di altri precedenti (vedi *Elettronica*, II, 1953, n. 4, pag. 204) nonostante gli ostacoli è stato attuato senza ricorrere a ripetitori intermedi.

(165)

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 44
Settembre 1953

Il nuovo doppio diodo raddrizzatore 6FX4

È stato ultimato un nuovo doppio diodo rettificatore per impiego nei radioricevitori. Diamo qui di seguito alcuni dati della nuova valvola, riservandoci in un secondo tempo di completare questi dati e pubblicarne le caratteristiche.

Catodo:	a riscaldamento indiretto
Tensione di filamento	6,3 V
Corrente di filamento	0,8 A
Massima ampiezza della tensione inversa	1250 V
Massima ampiezza della corrente anodica (per anodo)	270 mA
Massima corrente continua raddrizzata	90 mA
Massima tensione continua tra filamento e catodo	500 V

Funzionamento con filtro a ingresso capacitivo.

Massima tensione alternativa per anodo (val. eff.)	350 V
Minima impedenza totale del circuito anodico	600 Ω
Massima corrente continua d'uscita	90 mA
Massima capacità d'ingresso al filtro	40 μF

La valvola 6QL6

Rendiamo noto che viene ora costruita una versione della 35QL6 con accensione a 6,3 V e 0,8 A. Per quanto riguarda caratteristiche e dati di funzionamento preghiamo il lettore di rivolgersi ai Bollettini precedenti (n. 38) dove la valvola è stata ampiamente illustrata.

Teniamo però a dimostrare che tale valvola si è dimostrata adatta per circuiti di deflessione verticale nei televisori e ne faremo un cenno più particolareggiato in un prossimo scritto.

La valvola 6AV5GT

È un amplificatore di potenza a fascio progettato per l'amplificazione della deflessione orizzontale nei ricevitori televisivi. Nell'impiego in condizioni normali riesce a deflettere sino a 70° e perciò risulta un tubo adatto per cinescopi con 17 pollici di schermo (17BP4A ecc.).

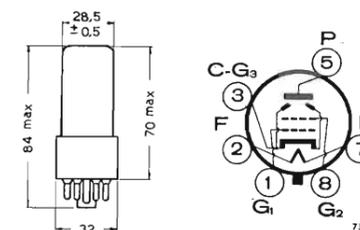



Fig. 1. — Dimensioni di ingombro e connessioni allo zoccolo visto da sotto della valvola 6AV5GT. Bulbo: BO31; Zoccolo: octal GT.

Ne diamo le caratteristiche e i dati tecnici:

Catodo:	a riscaldamento indiretto
Accensione (c.c. o c.a.):	6,3 V - 1,2 A
Posizione di montaggio	qualsiasi

Capacità interelettrodiche dirette (1)

Griglia 1 - anodo	0,7 pF
Entrata	14 pF
Uscita	7 pF

Valori limiti

Massima tensione di alimentazione anodica	550 V
Massimo picco positivo di tensione anodica impulsiva (2) (3)	5500 V
Massima tensione di griglia schermo (G_2)	200 V
Minima tensione continua di griglia comando (G_1)	—100 V
Massimo picco negativo di tensione su G_1	400 V
Massima dissipazione anodica	11 W
Massima dissipazione di griglia schermo	2,5 W
Massima corrente anodica	100 mA
Massimo picco di tensione tra filamento e catodo	180 V
Massima resistenza di griglia 1 (4)	1 MΩ

(1) Senza schermo esterno.
(2) La durata dell'impulso di tensione non deve superare il 15% del periodo di ripetizione degli impulsi e comunque non deve superare 10 microsecondi.
(3) Il valore dato deve essere considerato come quello massimo assoluto sopra al quale il funzionamento della valvola può essere gravemente compromesso.
(4) L'uso del resistore catodico o di altri dispositivi adeguati è necessario per proteggere la valvola in assenza di eccitazione e conseguentemente di polarizzazione.

Condizioni normali di impiego (1)

Amplificatore classe A_1

Tensione anodica	250 V
Tensione di schermo	150 V
Tensione di griglia 1	— 22,5 V
Corrente anodica	55 mA
Corrente di schermo	2,1 mA
Tensione anodica totale (3)	410 V
Tensione di schermo	122 V
Resistenza di griglia 1	1,0 MΩ
Tensione tra picco e picco del segnale di ingresso su G_1 (circa)	220 V
Picco positivo di tensione anodica impulsiva (circa)	4,3 kV

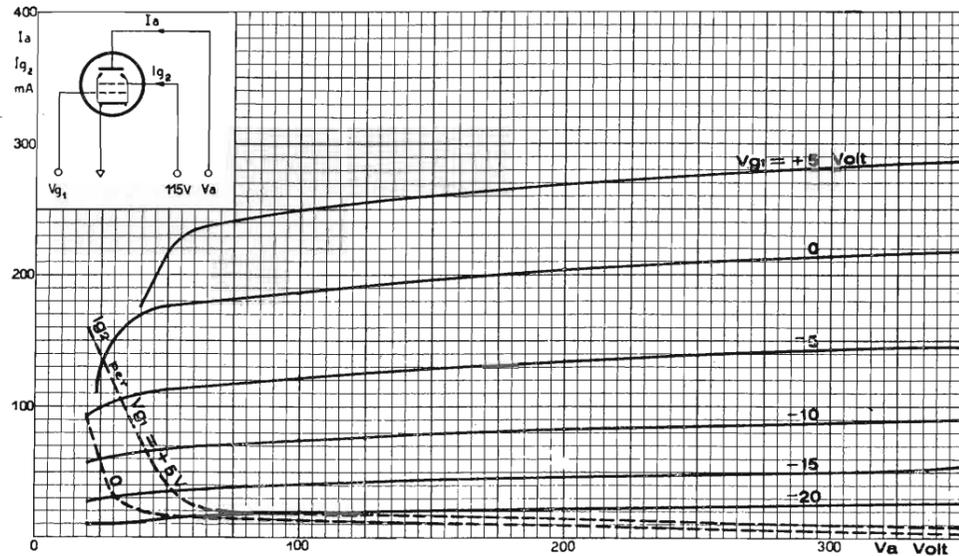



Fig. 2. — Caratteristiche anodiche e di griglia schermo della valvola 6AV5GT.

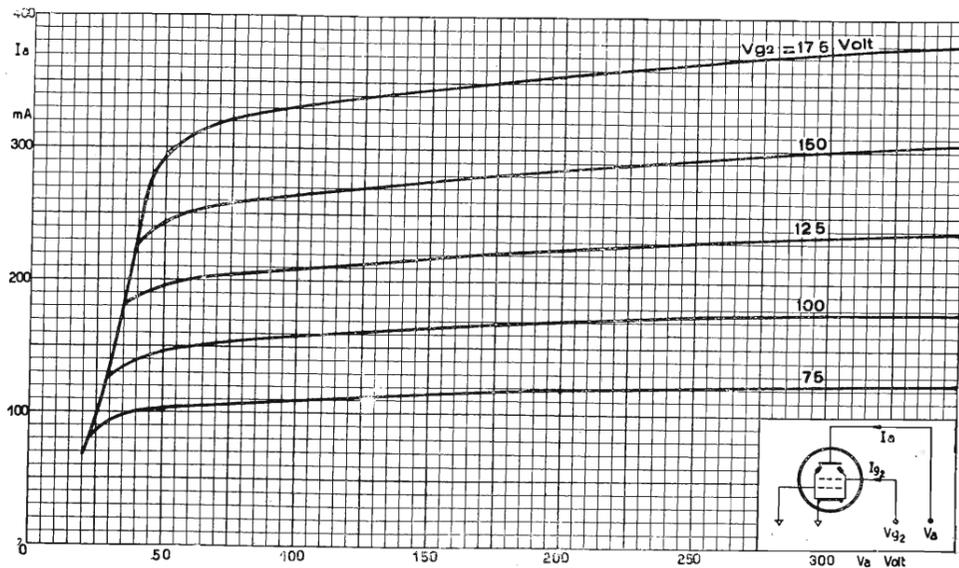



Fig. 3. — Caratteristiche anodiche per vari valori della tensione di schermo.

Transconduttanza	5800 μA/V
Coefficiente di amplificazione tra G_1 e G_2	4,5

Condizioni tipiche di impiego

Amplificatore per deflessione orizzontale (2)

Tensione di alimentazione anodica	250 V
Corrente anodica	87 mA
Corrente di schermo (G_2)	15 mA
Tensione anodica fornita al cinescopio (4)	12.8 kV
Corrente di griglia 1	64 μA
Angolo di deflessione	65°
Larghezza dello spostamento	34,3 cm

(1) Amplificatore adatto per fornire la tensione di deflessione al cinescopio nei ricevitori televisivi.
(2) Usando il cinescopio 17BP4A oppure il 17QP4.
(3) Comprensiva della tensione ricavata dallo smorzatore-recuperatore (booster).
(4) Misurata con 100 μA di corrente totale al cinescopio.

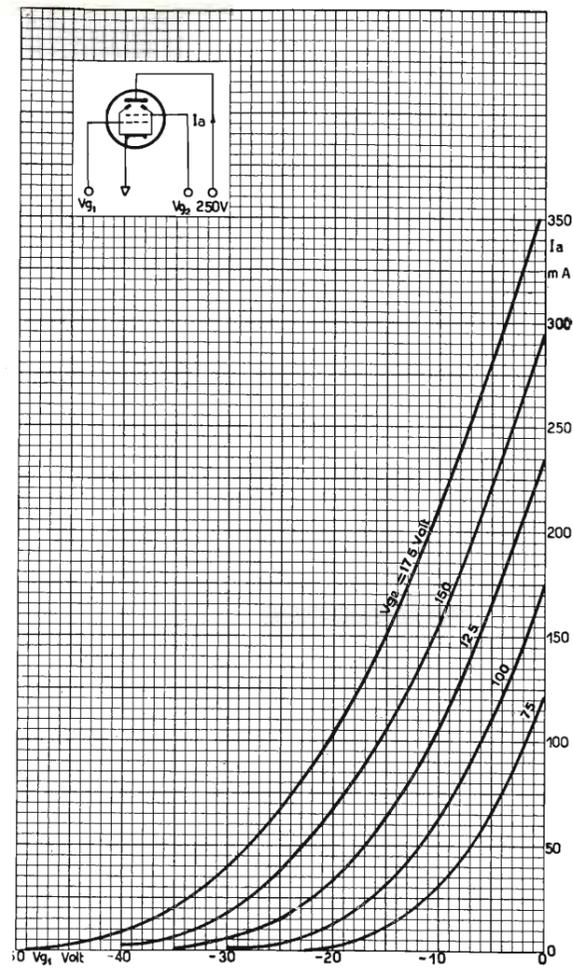



Fig. 4. — Caratteristiche medie della valvola 6AV5GT per vari valori di tensione di griglia schermo.

Quarzi

Facendo seguito alla nota pubblicata nel Bollettino precedente, daremo adesso i concetti più generali e i principi più estesi a proposito dei quarzi. Divideremo questo tema in alcune parti.

Nel corso di questi articoli saranno in primo luogo elencati i tipi prodotti illustrandone le principali proprietà.

Si farà un accenno particolare ai mezzi di produzione, alla qualità e all'efficienza delle attrezzature di collaudo, le quali assicurano le migliori garanzie di un buon funzionamento dei quarzi anche nelle condizioni di impiego meno favorevoli.

Verrà preso in esame il mantenimento nel tempo delle caratteristiche di frequenza ed attività. Vedremo come questi risultati sono ottenuti mediante trattamenti speciali ai quali si sottopongono i cristalli per eliminare il fenomeno dell'invecchiamento in esercizio.

L'importanza della scelta degli angoli di taglio sarà anche presa in esame, come la necessaria precisione del taglio stesso e dei relativi controlli, i quali sono consentiti da un goniometro a raggi X, per terminare con i metodi che tale goniometro autorizza di impiegare per controllare e variazioni di frequenza dovute all'angolo di taglio.

Tipi prodotti

I quarzi sono normalmente montati in una custodia di materiale plastico stampato oppure in un bulbo metallico a chiusura ermetica; oppure ancora in una custodia metallica di piccole dimensioni sempre a chiusura ermetica, o sotto vuoto in bulbo di vetro.

Le custodie stampate sono sufficienti per gli impieghi normali, e sono costruite con resine sintetiche particolarmente studiate per applicazioni a radio frequenza; presentano inoltre buona resistenza alle sollecitazioni meccaniche e una ottima inerzia al gradiente di temperatura ed umidità dell'ambiente. Il montaggio effettuato con guarnizione d gomma ed in taluni casi con vernici isolanti è tale che vengono assicurate, sia la tenuta stagna quanto la sospensione interna del cristallo. I piedini di questo tipo sono del tipo incorporato, e nei tipi normalizzati (G50, G52, G54) essi hanno diametro e passo corrispondenti a 2 piedin alternati di zoccolo octal, in tal modo i quarzi possono essere innestati sia nei portavalvole, sia in apposite bocchette bipolari.

Le custodie a bulbo metallico sono simili ai bulbi delle valvole metalliche di tipo americano quali la 6C5, 6N7, 6L6. Essi presentano alcuni vantaggi di carattere elettrico e meccanico tra i quali i più importanti sono:

a) il cristallo viene protetto dagli agenti atmosferici essendo la chiusura ermetica e definitiva;

b) non vi sono condensazioni interne di umidità sino a temperature dell'ordine di — 60° C; questo risultato è ottenuto mediante un trattamento con il quale il tubo viene inizialmente vuotato e riempito nel secondo tempo con aria o gas inerti preventivamente essiccati;

c) nell'interno di questi bulbi si può aggiungere un opportuno termostato;

d) le custodie con bulbo metallico sono montate su zoccolo octal e vengono lasciati alcuni piedini supplementari per aumentare la stabilità del complesso.

La custodia metallica miniatura presenta gli stessi vantaggi di quella a bulbo metallico aggiungendo inoltre che le piccole dimensioni ne aumentano i pregi per gli apparati portatili o di dimensioni ridotte. L'uscita dei reofori è a due piedini di piccolo diametro ed inoltre la capacità tra i reofori e la capacità verso massa sono piccole. In questi tipi di quarzi vengono montate lastrine a frequenza molto elevata, sino a 15 MHz in fondamentale e sino a 75 MHz in armonica meccanica.

La custodia in bulbo di vetro sotto vuoto usata normalmente per quarzi di frequenza bassa, è consigliata in quei casi nei quali si richiede una elevata stabilità della frequenza, un Q elevato, in dipendenza delle variazioni rapide della temperatura esterna. Serve specialmente per campione di frequenza dei quarzi filtro.

Altri tipi di custodia possono venire adottati nella costruzione di quarzi speciali (filtro), in relazione alle esigenze di montaggio e di impiego.

Il montaggio delle lastrine di quarzo nelle relative custodie è effettuato con diversi sistemi, secondo la frequenza, le dimensioni e l'impiego dei quarzi. I tipi di mon-

taggio normalmente usati sono: a pressione tra elettrodi, a spazio d'aria, a molle di contatto oppure elettrodi di bloccaggio su cristallo argentato ed a fili saldati su cristallo argentato.

Quando non vi siano ostacoli, è desiderabile per un buon comportamento elettrico e meccanico dei quarzi che essi siano montati a pressione tra elettrodi. Ciò non può essere però normalmente praticato al di sotto di 2500 kHz e al di sopra di 10 000 kHz. I cristalli del tipo a pressione sono bloccati tra due elettrodi di metallo con sufficiente pressione da prevenire possibili variazioni di frequenza ed attività in seguito ad urti, scosse, vibrazioni. Gli elettrodi sono costituiti da piastrine di acciaio inossidabile, con gli angoli sporgenti finemente rettificati e lavorati perchè stiano in uno stesso piano. Tutti i quattro angoli della lastrina di cristallo sono rigidamente fermati, mentre la zona centrale attiva è lasciata libera di vibrare. Le connessioni agli elettrodi sono per contatto o saldate. La pressione degli elettrodi sul cristallo è assicurata da molle della migliore qualità. Durante la costruzione quelle lastrine di quarzo che dovranno essere montate tra elettrodi a pressione sono sottoposte a prove di pressione che assicurano che il loro comportamento non sarà disturbato durante l'esercizio da alcuna variazione della pressione della molla.

I cristalli al di sotto di 2500 kHz non funzionano correttamente se vengono montati a pressione. Uno dei metodi di montaggio che serve sino a 550 kHz, è quello di lasciare il cristallo di quarzo libero di muoversi tra due elettrodi metallici, accuratamente spaziati per determinare un conveniente spazio d'aria. In tal modo una parte notevole del carico è tolta dalle facce della lastrina di quarzo, e se un elettrodo è mobile può essere opportunamente spostato per una taratura fine. Questo può avvenire in sede di costruzione, ed il controllo della frequenza del quarzo sarà fatto entro stretti limiti di tolleranza. Quarzi con montaggio di questo tipo sono adatti per impianti fissi o semifissi dove la posizione reciproca tra quarzo ed elettrodo, e quindi la frequenza, non viene disturbata da urti o da vibrazioni.

Per le frequenze al di sotto di 2500 kHz fino a 750 kHz, è stato sviluppato dalla FIVRE il sistema di montaggio con molle ai bordi. Si tratta di montaggi particolarmente efficienti che utilizzano quarzi argentati con molle di contatto o sistemi di bloccaggio abbraccianti solamente i margini della lastrina. Molle e bloccaggi che trattengono il cristallo al suo posto sono a contatto con la lastrina nei punti nodali, in modo che le oscillazioni della lastrina non vengano disturbate. Questo sistema è specialmente utile quando sono richieste prove o funzionamento con urti o vibrazioni.

I cristalli che devono funzionare al di sotto dei 500 kHz non si comportano soddisfacentemente se sono a spazio d'aria oppure argentati con molle ai bordi. Il motivo di ciò sta nel fatto che le lastrine presentano punti nodali al centro delle facce maggiori e non è possibile montarle sostenendole in quei punti senza influenzare l'oscillazione. In pratica vengono collocati, prima della metallizzazione, al centro esatto delle facce maggiori, punti di ancoraggio in argento saldabile cui vengono fissati due fili sottili di lunghezza calibrata che servono da supporto e connessione. I fili sono a loro volta saldati a sostegni elastici connessi ai terminali esterni. Il montaggio con fili saldati su cristallo argentato è molto stabile e può sottostare ad un regime continuo di vibrazioni senza rimanerne danneggiato.

Il montaggio con molle di contatto su cristallo argentato è normalmente seguito per i quarzi in custodia metallica miniaturizzata sia per cristalli oscillanti sulla fondamentale, da 1 a 15 MHz, sia per cristalli oscillanti su armonica meccanica da 15 a 75 MHz.

Quarzi in termostato

Essi vengono realizzati inserendo nell'interno della custodia a bulbo metallico, assieme alla lastrina di quarzo, un contatto a lamina bimetallica, tarato usualmente per 75° C, connesso in sede al circuito di un opportuno riscaldatore, alimentato a 6,3 V oppure 12,6 V, e capace di portare in breve tempo la temperatura dell'ambiente circostante al quarzo, al valore prestabilito. I vantaggi di questi tipi termostatici e le principali caratteristiche di costruzione sono:

a) indipendenza della frequenza, in un vasto campo di variazioni della temperatura ambiente;

b) protezione del cristallo e dei contatti termostatici dagli agenti atmosferici per effetto della chiusura ermetica della vuotatura del bulbo e del suo successivo riempimento con aria o con gas inerti precedentemente essiccati;

c) assenza di sostanze organiche nell'interno della custodia, ottenuta isolando con filato di vetro il filo riscaldatore;

d) bassa potenza di riscaldamento, riducendo al massimo le perdite di calore, essendo le perdite per irraggiamento molto diminuite dalla specularità del rivestimento cromato della custodia;

e) tempo di riscaldamento brevissimo;

f) vita praticamente illimitata del contatto termostatico in platino e iridio.

Quarzi speciali

In aggiunta ai tipi di quarzi oscillatori per impiego nella tecnica delle telecomunicazioni, la FIVRE 3ª produce altri tipi di quarzi per impieghi speciali: quarzi filtri, quarzi per ultrasuoni, quarzi per misure di grandezze meccaniche.

Le caratteristiche dei tipi di normale produzione saranno precisate successivamente.

(*continua*)

FIVRE
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
Via Fabio Filzi n. 1 - Pavia

(161)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

PINCIROLI ANDREA: **Tubi elettronici.**

Un volume rilegato di XX + 272 pagine, formato cm 19 × cm 28 "Ruata Editore" - Torino, 1953 - Prezzo L. 3800.

L'autore pubblica in questo volume, in seconda edizione, le lezioni del corso sui tubi elettronici da lui tenuto in diversi anni di insegnamento presso il Politecnico di Torino.

L'impostazione dell'opera è quindi prevalentemente teorica e limitati sono in essa gli accenni di carattere pratico. I criteri adottati per la trattazione di alcuni argomenti, tra i quali le catene di amplificazione e le condizioni di stabilità e di instabilità delle reti elettriche comprendenti tubi elettronici, sono relativamente nuovi, assai sintetici e della massima generalità.

La prima parte del libro è dedicata al tubo elettronico a sé stante ed in essa, dopo l'esposizione dei principi fisici su cui si fondano i tubi, si imposta il problema relativo alle equazioni ed alle caratteristiche dei tubi a vuoto e se ne esaminano le applicazioni a diodi, triodi e poliodi. Dopo una sommaria descrizione dei tubi multipli, dei tubi speciali e di quelli a gas, si passa alla seconda parte, dedicata al tubo elettronico in unione ad una rete elettrica. In questa il tubo, considerato come ennepolo attivo viene studiato nelle condizioni di linearità e di non linearità e vengono inoltre esaminate le condizioni di stabilità e di instabilità di reti comprendenti tubi elettronici.

L'opera offre un indubbio contributo alla letteratura scientifica italiana e la sua veste editoriale è assai signorile.

Diamo l'elenco dei capitoli: Cap. 1° La fisica del tubo elettronico (pagine 3-64); Cap. 2° I tubi a vuoto (65-129); Cap. 3° I tubi a gas (131-135); Cap. 4° Connessione di un tubo elettronico ad una rete elettrica (139-146); Cap. 5° Il tubo elettronico considerato come sistema lineare (147-213); Cap. 6° Condizioni di stabilità e di instabilità di reti comprendenti tubi elettronici (215-234); Cap. 7° Il tubo elettronico considerato come sistema non lineare (235-266).

(159) R. M.

ELVEN R. S., FIELDING T. J., MOLLOY E., PENROSE H. E., QUARRINGTON C. A., SAY M. G., WALKER R. C., WINDRED G., **Lineamenti di radiotecnica** - *Tradotto dall'inglese da* A. BOLLE.

Un volume di 538 pagine, formato cm 17,5 × 24,5 con 467 figure. "Sansoni Edizioni Scientifiche", Firenze 1953 - Prezzo L. 3500.

Il volume ha carattere elementare e intende offrire un quadro molto ampio non solo dei principi fondamentali della radiotecnica generale e delle sue basi elettrotecniche ma anche di tutte le sue principali applicazioni, dalla tecnica delle onde cortissime all'impiego delle cellule fotoelettriche, dalla televisione al radar, dagli oscillografi ai radiolocalizzatori.

Non è certo facile esporre in modo elementare e in un ragionevole numero di pagine una materia così vasta e forse non ha giovato, in questo caso, dal punto di vista dell'uniformità della trattazione e dell'equilibrio delle varie parti, la suddivisione degli argomenti fra vari autori, che è invece sovente opportuna o necessaria in opere di tenore fisico e matematico più elevato. Sembra pure che l'inserzione di schemi relativamente complessi, e non sufficientemente illustrati e chiariti, possa costituire, per il lettore non sufficientemente provveduto, un ostacolo più che un aiuto alla comprensione dei fenomeni fondamentali.

Comunque il volume, a differenza di molti altri libri a carattere divulgativo, è sempre preciso, corretto e ben tradotto e in linea di massima risponde ai fini per cui è stato concepito. Particolarmente accurata è la veste tipografica.

Ecco la successione dei capitoli:

Cap. 1° - Che cos'è l'elettricità (pag. 1-18, figure 10); Cap. 2° - Produzione dell'energia elettrica (19-36, 18); Cap. 3° - Come si usa l'energia elettrica (37-71, 37); Cap. 4° - Come si misurano le grandezze elettriche (73-88, 13); Cap. 5° - Radioonde e trasmissione (89-106, 10); Cap. 6° - Resistenze e potenziametri (107-126, 30); Cap. 7° - Bobine di arresto (127-145, 24); Cap. 8° - Trasformatori (147-158, 14); Cap. 9° - Condensatori e capacità (159-169, 10); Cap. 10° - Induttanze di accordo (171-191, 18); Cap. 11° - Valvole (193-248, 58); Cap. 12° - Amplificazione a radio frequenza (249-258, 6); Cap. 13° - Lo stadio rivelatore (259-267, 8); Cap. 14° - Il ricevitore supereterodina (269-287, 12); Cap. 15° - Il controllo automatico di volume (289-295, 6); Cap. 16° - Amplificazione a bassa frequenza (297-316, 12); Cap. 17° - Altoparlanti microfoni e pick-up (317-337, 29); Cap. 18° - Alimentatori per apparecchi radio (339-359, 21); Cap. 19° - Accumulatori (361-371, 12); Cap. 20° - Spiegazione dei circuiti radioriceventi (373-387, 6); Cap. 21° - Tecniche per le onde corte e le cortissime (389-402, 11); Cap. 22° - Il tubo a raggi catodici (403-415, 14); Cap. 23° - Cellule fotoelettriche (417-428, 10); Cap. 24° - Principi di televisione (429-460, 16); Cap. 25° - Individuazione della direzione (461-480, 15); Cap. 26° - Uno sguardo al radar (481-529, 46); Indice generale (531-537).

(166) *

LAPORT E. A.: **Radio antenna engineering.**

"McGraw-Hill", New York - Prima edizione 1952. Un volume rilegato di XII + 564 pagine, form. cm 15,5 × 23,5. Prezzo 10 dollari.

La letteratura sulle antenne oggi a disposizione degli studiosi si può considerare relativamente abbondante e più che esauriente. L'inconveniente comune alla quasi totalità delle opere in questione è però quello di trattare l'argomento dal punto di vista puramente teorico, con tutta la complessa trattazione matematica inerente, dedicando alla parte pratica (quando non venga del tutto ignorata) solo qualche breve e frettoloso accenno.

Il Laport, con la sua più che ventennale e profonda esperienza in materia (egli è infatti uno degli ingegneri in capo della R.C.A.) ha inteso con il suo libro di colmare questa lacuna e riteniamo di poter affermare che lo scopo sia stato pienamente raggiunto.

L'autore si rivolge a tutti i tecnici il cui compito sia di progettare, costruire od esercire antenne, sistemi di antenne e linee di trasmissione per onde lunghe, medie e corte; con grande chiarezza e semplicità di esposizione e con abbondanza di esempi illustrativi, di grafici e di tabelle, fornisce gli elementi per la corretta soluzione dei vari problemi che si presentano in pratica.

Tutti i tipi di antenne, a fili, tubolari e a traliccio, per frequenze fino a 30 MHz, sono trattati: sono inoltre considerati anche tipi di antenne il cui progetto deriva dalla tecnica delle altissime frequenze e la cui applicazione nel campo delle frequenze più basse è suscettibile di svilupparsi in un futuro relativamente prossimo.

Tra i capitoli di maggior interesse citeremo anzitutto quello sulle antenne per onde lunghe, abitualmente trascurate nonostante la loro importanza teorica e pratica; poi, nel capitolo sulle antenne per onde medie, la magistrale impostazione della sintesi diretta di un sistema di antenne per qualsiasi diagramma di radiazione azimutale predeterminato (che avremmo desiderato fosse stato sviluppato più completamente); citeremo poi il capitolo sulle linee di trasmissione e quello sulla sintesi grafica delle reti per adattamento d'impedenza.

Tutta l'opera comunque è di grande interesse ed utilità ed alcune lievi mende, inevitabili in un lavoro del genere, sono assai largamente compensate dal fecondo patrimonio di esperienza e di dati messo a disposizione del lettore.

Diamo l'elenco dei capitoli: Introduzione (pagine 1-12); Cap. 1° Antenne per onde lunghe (13-76); Cap. 2° Antenne per onde medie (77-194); Cap. 3° Antenne per onde corte (195-365); Cap. 4° Linee di trasmissione a radiofrequenza (366-489); Cap. 5° Sintesi grafica delle reti per adattamento di impedenza (490-512); Cap. 6° Teoria del potenziale logaritmico (513-526); Appendici (526-564).

(167) R. M.

CORSO DI SPECIALIZZAZIONE IN TELECOMUNICAZIONI

Presso l'Istituto Superiore delle Poste e delle Telecomunicazioni avrà inizio, in data 1° dicembre 1953, il Corso di Specializzazioni in Telecomunicazioni, avente grado universitario. Tale Corso — al quale potranno essere ammessi come allievi i laureati in Ingegneria — avrà la durata di un anno accademico, e comprenderà due Sezioni: *Telefonia* e *Radiocomunicazioni*.

A ciascuna di esse corrisponderanno, ordinatamente, i seguenti insegnamenti:

A) SEZIONE TELEFONIA

I - MATERIE FONDAMENTALI:

1. *Complementi di analisi matematica* (prof. dott. Mauro Picone, Ordin. nell'Univ. di Roma); 2. *Teoria delle comunicazioni elettriche* (prof. ing. Algeri Marino, Ordin. nell'Univ. di Roma); 3. *Teoria dei circuiti e delle trasmissioni* (prof. ing. Andrea Ferrari-Toniolo, dell'Istituto Superiore P.T.); 4. *Onde elettromagnetiche e loro propagazione* (prof. dott. Dario Graffi, Ordin. Università di Bologna); 5. *Telefonia urbana e interurbana* (prof. ing. Francesco Lucantonio, dell'Azienda Telefoni Stato; prof. ing. Scipione Treves, Incaric. Università di Bologna); 6. *Misure elettriche* (prof. ing. Giulio Battistini, Ordin. Università di Pisa); 7. *Tubi elettronici e loro applicazioni ai circuiti* (prof. ing. Ugo Tiberio, Incaric. Università di Pisa).

II - MATERIE COMPLEMENTARI:

1. *Telegrafia* (dott. ing. Mario Bonacci, Istituto Superiore P.T.); 2. *Linee e cavi* (dott. ing. Augusto Bigi, Istituto Superiore P.T.); 3. *Materie giuridiche* (dott. Vincenzo Insinna, Istituto Superiore P.T.); 4. *Lingua inglese*.

B) SEZIONE RADIOCOMUNICAZIONI

I - MATERIE FONDAMENTALI:

1. *Complementi di analisi matematica* (prof. dott. Mauro Picone, Ordin. Università di Roma); 2. *Teoria delle comunicazioni elettriche* (prof. ing. Algeri Marino, Ordin. Università di Roma); 3. *Radiotecnica generale e impianti interni R.T.* (prof. dott. Alfredo Sabbatini, dell'Istituto Superiore P.T.); 4. *Teoria e tecnica delle antenne* (prof. ing. Vittorio Gori, Ordin. Università di Bologna); 5. *Onde elettromagnetiche e loro propagazione* (prof. dott. Dario Graffi, Ordin. Università di Bologna); 6. *Misure elettriche* (prof. dott. Giulio Battistini, Ordin. Università di Pisa); 7. *Elettronica generale* (prof. ing. Giuseppe Francini, Incar. Università di Bologna).

II - MATERIE COMPLEMENTARI:

1. *Telegrafia e telefonia* (dott. Mario Bonacci, Istituto Superiore P.T.); 2. *Materie giuridiche* (dott. Vincenzo Insinna, Istituto Superiore P.T.); 3. *Lingua inglese*.

Oltre alle materie di cui sopra, saranno possibilmente svolti cicli di conferenze su argomenti specializzati da affidare a personalità di chiara fama scientifica o tecnica.

Agli allievi che abbiano frequentato regolarmente i Corsi e che superino l'esame in tutte le materie fondamentali — oltre ad uno sulle materie complementari (opportunamente raggruppate) — sarà conferito *un diploma d'ingegnere specializzato* in telegrafia e telefonia che, a parità di altre condizioni, sarà titolo di preferenza per i concorsi ai posti di ingegnere nell'Amministrazione delle Poste e delle Telecomunicazioni.

Il Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni metterà a disposizione degli allievi, che non abbiano alla data del presente Avviso superato i 30 anni di età, un certo numero di borse di studio, previo concorso per titoli. L'ammontare di ciascuna borsa è di L. 20.000 mensili, per tutta la durata del Corso, e di L. 40.000 per coloro che dimostrino di avere abituale residenza fuori Roma.

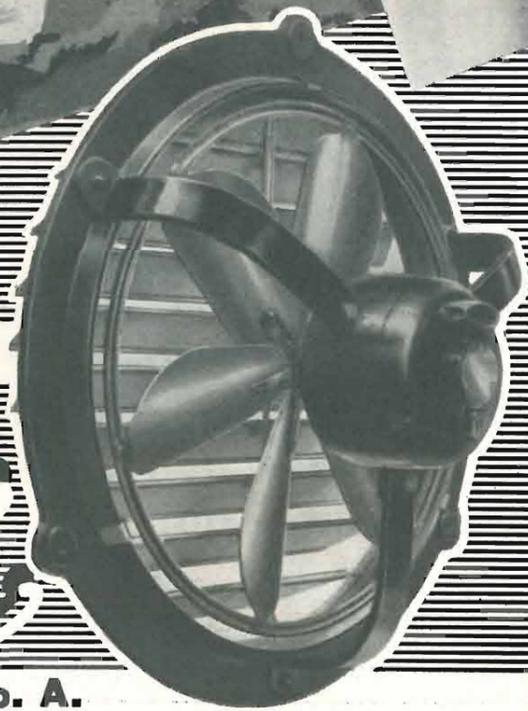
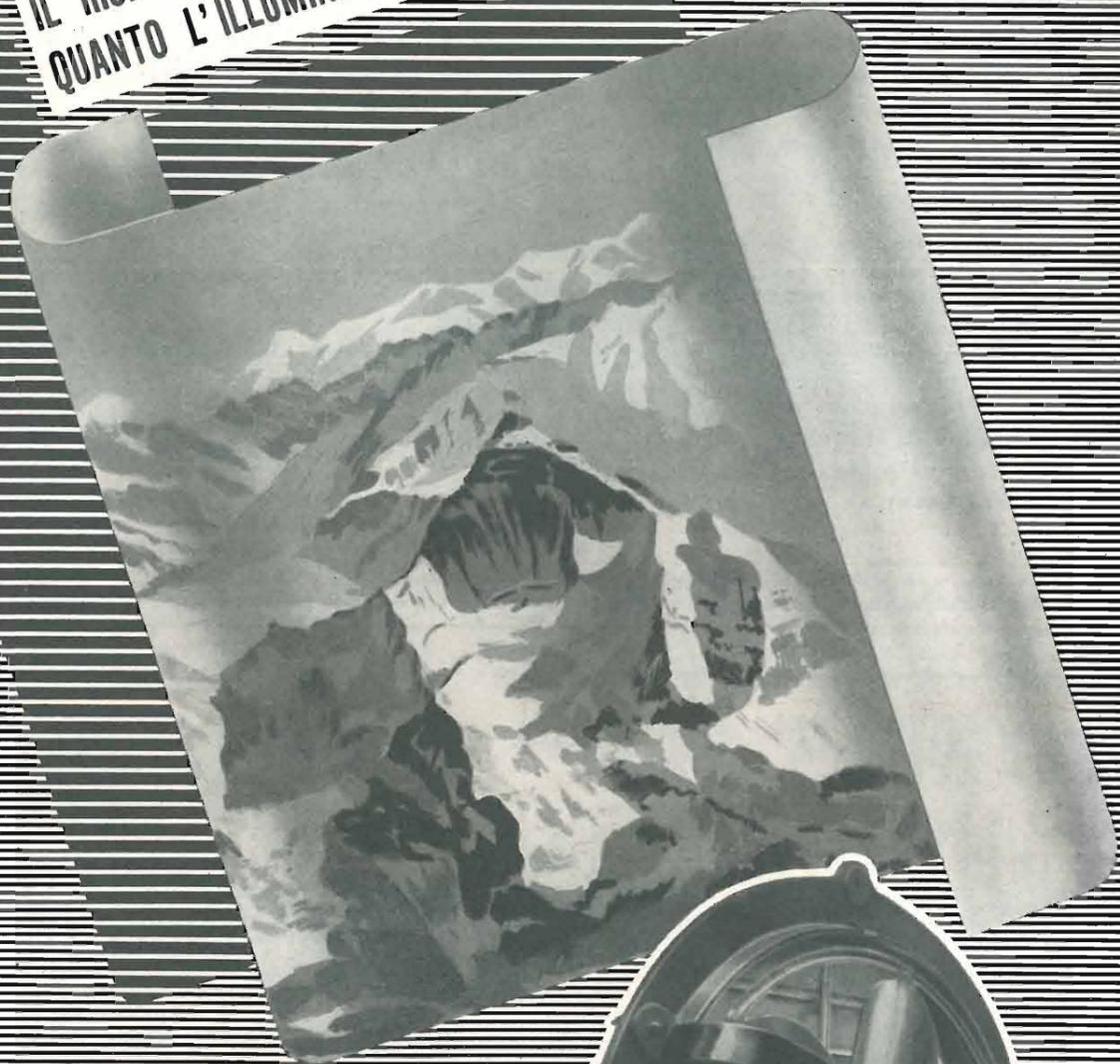
Le domande di ammissione al Corso dovranno essere redatte su carta da bollo da L. 100 e indirizzate alla Direzione dell'Istituto Superiore Poste e Telecomunicazioni (viale di Trastevere 189, Roma) non oltre il 15 novembre 1953.

Per ulteriori informazioni rivolgersi alla Segreteria dell'Istituto.

Il Preside della Facoltà d'Ingegneria
Prof. G. DI RICCO

Il Direttore
Prof. V. GORI

L. MOTTA

IL RICAMBIO DELL'ARIA È INDISPENSABILE
QUANTO L'ILLUMINAZIONE ED IL RISCALDAMENTO

aspiratori

Marelli

ERCOLE MARELLI & C. S. p. A.

MILANO - CORSO VENEZIA N. 16 - TEL. 70.09.41 - 79.26.00 - 79.34.37

Stabilimenti in Sesto San Giovanni - TEL. 28.92.41 - 28.92.71 - 28.96.50 - 28.96.54

OM **AM** OC **MF** OCC **TV** OUC

VI PRESENTA LA NUOVA GAMMA DI CONDENSATORI A DIELETTRICO CERAMICO D'ALTA QUALITÀ, COSTRUITI SU LICENZA L.C.C. (C.ie Gén.le de T.S.F.)

FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI S. p. A.

Via Derganino N. 18-20 **MILANO** Tel. 97.00.77 - 97.01.14